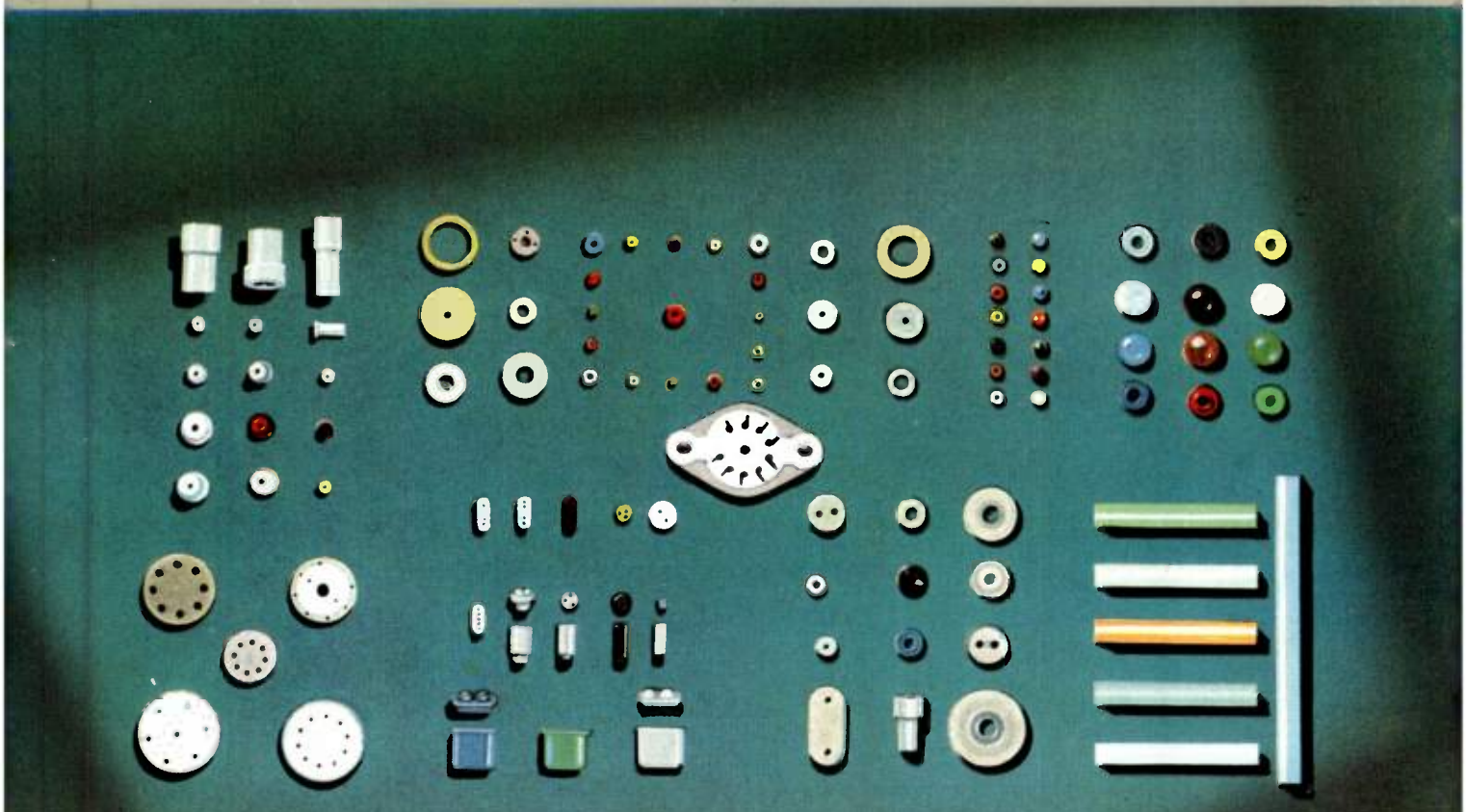
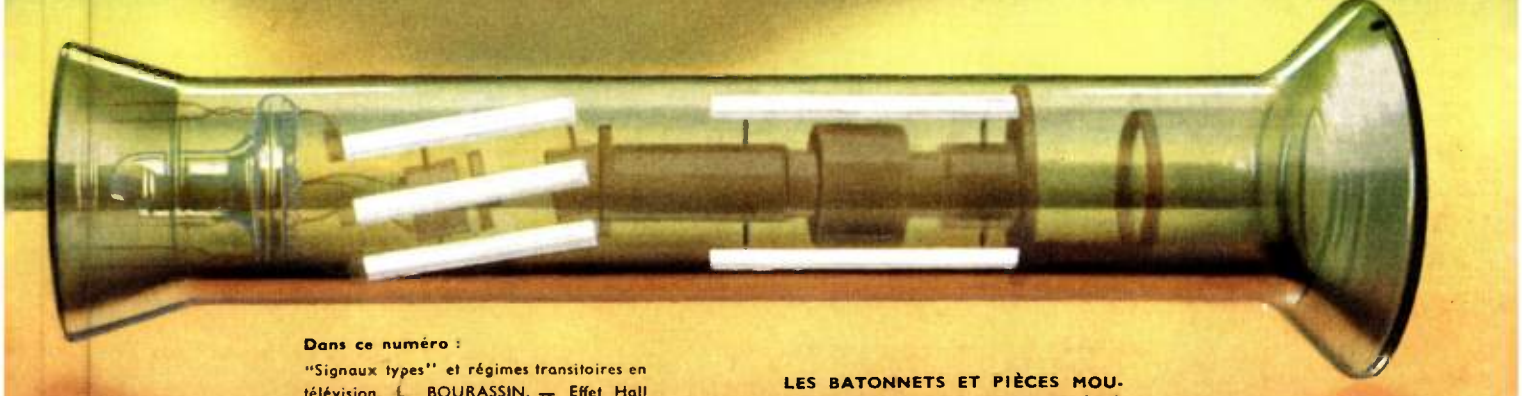
LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
MAR 2 1959

L'ONDE ÉLECTRIQUE

39e ANNÉE - N° 382
JANVIER 1959
PRIX : 400 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

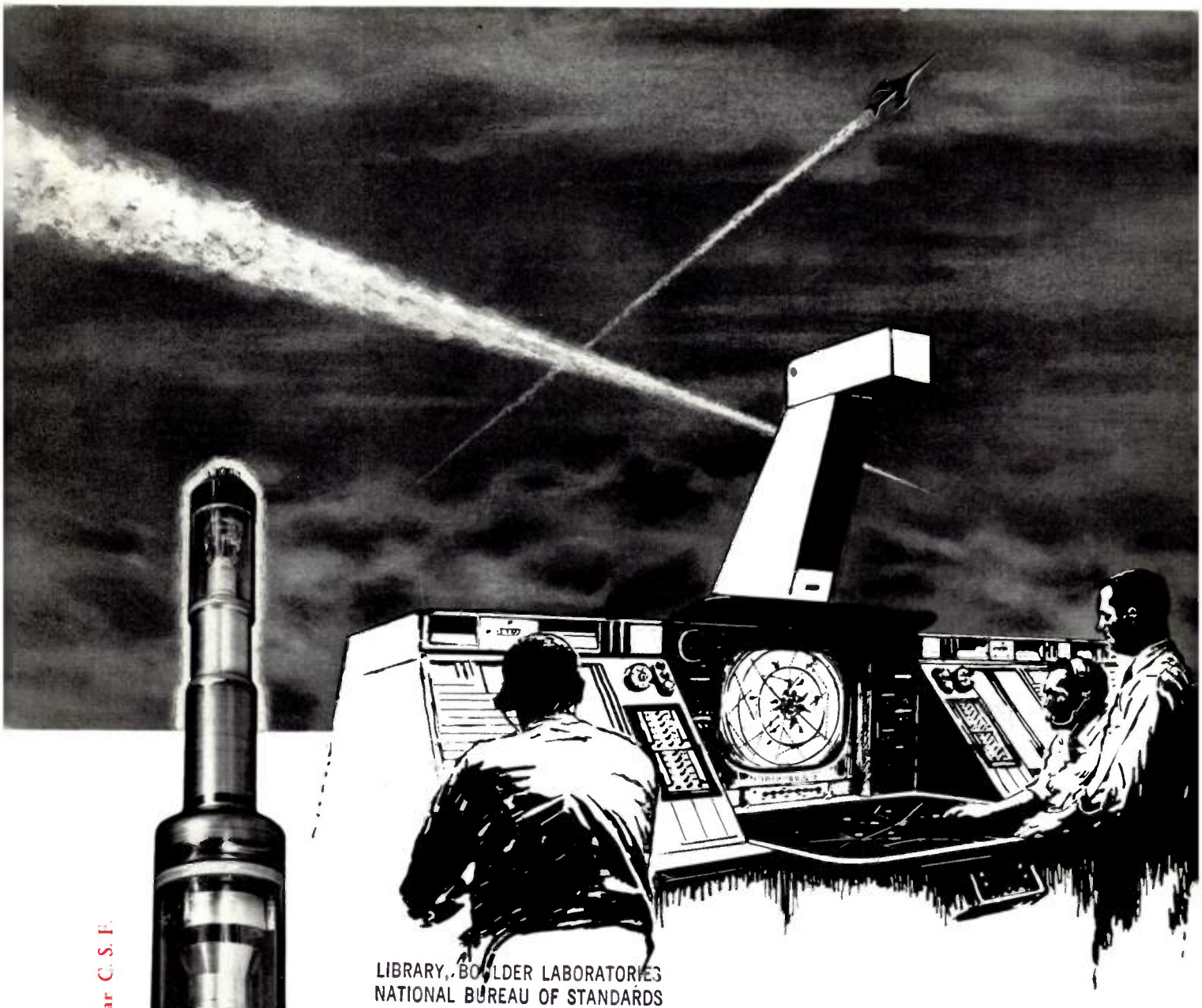




Dans ce numéro :

"Signaux types" et régimes transitoires en télévision, L. BOURASSIN. — Effet Hall dans les semi-conducteurs et possibilités d'application, L. KOCH et G. LAMBERT. — Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium, R. BIBRON. — Installation de contrôle du réacteur Aquilon, G. FRIEDLING.

LES BATONNETS ET PIÈCES MOULÉES EN VERRE AGGLOMÉRÉ " MULTIFORM " ET COLS EN VERRE AU PLOMB POUR TUBES CATHODIQUES.
FABRICATION SOVIREL



LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
APR 7 1960

Pour le contrôle du trafic aérien..

Ce tube a été étudié et produit par C. S. F.

Le TMA 403, tube à mémoire électronique, a transformé l'exploitation radar :

En **convertissant l'image** peu lumineuse des radars en une image de télévision brillante, que les contrôleurs observent facilement en plein jour.

En **gardant** pendant plusieurs minutes, au gré des contrôleurs, l'image de la route suivie par les avions.

En permettant **d'intermarquer** l'image, c'est-à-dire d'inscrire en télévision diverses indications de service, baptêmes des avions, tracé géographique...

En permettant de **transmettre** l'image radar complète, sur coaxiaux ou sur faisceaux hertziens à grande distance, tout comme un programme normal de télévision.

Applications civiles et militaires.

Compagnie générale de télégraphie Sans Fil

Société Anonyme au Capital de 3.998.750.000 francs

Siège Social, 79, Bd. HAUSSMANN - PARIS 8e - ANJ. 84-60

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXIX **JANVIER 1959** **N° 382**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS - 6e. Tél. MÉD. 18 93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : **3.700 F** ; Etranger : **4.100 F** — Prix de ce N° : **430 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 151, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79.53

Rédaction de l'Onde Électrique : SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, avenue Pierre-Larousse, MALAKOFF (Seine)

SOMMAIRE

		Pages
« Signaux types » et régimes transitoires en télévision	L. BOURASSIN	7
L'effet Hall dans les semi-conducteurs et ses possibilités d'application	L. KOCH G. LAMBERT	32
Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium .	R. BIBRON	40
L'installation de contrôle du réacteur Aquilon	G. FRIEDLING	46
Informations :		
Documentation technique		4, 52
Communiqués		52

Sur notre couverture :

Les bâtonnets et pièces moulées en verre aggloméré « Multiform » et cols en verre au plomb pour tubes cathodiques.

Fabrication Sovirel, 27, rue de la Michodière, Paris-2e. Tél. RIC. 52-25.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Électrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine) — Tél. ALESIA 04-16 — C. C. P. Paris 697-38

MONTANT DES COTISATIONS POUR LES MEMBRES DE LA SOCIÉTÉ
(comprenant le service de l'Onde Electrique)

Particuliers : **2 500 F** — Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études : **1 250 F**
Collectivités, Sociétés, Membres résidant à l'étranger : voir pages 3 (Extrait des Statuts)

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbone (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M. P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956)

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'École Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur. E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union et de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926	†	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	†	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938		P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946	†	R.P.P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956	†	R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.
1957		R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C. S. F.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1958)

M. Gaston DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C. N. R. S.

Président désigné pour 1959

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Vice-Présidents

MM. M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.
J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L. C. T.

Secrétaire Général :

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints :

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires :

MM. B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M.BERTEROTTIERE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN	M. LABEYRIE
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
M. BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications. Ets Ed. BELIN.
M. JEAN, Directeur du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des Usines de « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

S. ALBAGLI, Chef du Laboratoire Radio-Radar de la Marine.
H. ANGLÉS D'AURIAC, Secrétaire Général du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. BERNIER, Ingénieur en Chef au Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la C.S.F.
E. COURTILLOT, Adjoint à la Direction du Groupe Electronique de la C.F.T.H.

MM. J. DASCOTTE, Chef du Service Electronique Industrielle à la Sté L.M.T.
J. DUFOUR, Ingénieur au Laboratoire de Recherches de la Direction Générale des P.T.T. à Berne (Suisse).
H. FOREY, Directeur des Recherches Sté LIP.
J. LABEYRIE, Chef de la Section d'Electronique Physique au C.E.A.

M. CHADROL, Ingénieur à la C.F.T.H.
P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications. Direction de Services Radioélectriques.
Ed. GEFFROY, Président Directeur Général de la Société Férisol.
G. GINIAUX, Directeur Technique des Editions Chiron.
Général GUERIN, Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale.
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
J. POLONSKY, Directeur Technique du Département Etudes Télévision de la C.S.F.
M. VIDREQUIN, Président Directeur Général de T.R.T

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. A. CHARLES, Conseiller Technique, Société Kodak-Pathé.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications (en disponibilité).
A. PAGÈS, Directeur de la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Être agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	2 500 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études ...	1 250 F
Sociétés ou Collectivités	15 000 F
ou	35 000 F
ou	75 000 F
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	2 500 F
plus frais postaux ..	+ 500 F

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

EQUIPEMENT TRANSPORTABLE POUR LIAISONS MULTIPLEX PAR FAISCEAU HERTZIEN DANS LA GAMME 50-60 MHz EHT 312 (S. A. T.)

Le 30 septembre 1958, sur son terrain expérimental de Limeil, la Société Anonyme de Télécommunications a présenté aux Services de Télécommunications des Administrations civiles et militaires son nouvel équipement transportable EHT 312. Cet équipement est destiné à transmettre, associé aux équipements à courants porteurs correspondants, 12, 24 ou même 60 voies téléphoniques bilatérales (plus une voie de service) sur deux porteuses radio-électriques (une pour chaque sens de transmission) dont les fréquences peuvent être choisies parmi un ensemble de 758 fréquences régulièrement espacées entre 50 et 600 MHz. Il permet de réaliser des liaisons dont la portée dépend à la fois de la fréquence choisie et de l'allure du terrain, mais on peut considérer en général une portée de 50 km comme normale et une portée de 100 km comme exceptionnelle.

Le passage d'une fréquence de fonctionnement à une autre fréquence de fonctionnement ne demande que quelques minutes.

Une station relais est constituée par la juxtaposition de deux stations terminales. Ce matériel peut être interconnecté avec l'équipement américain ANTRC 24, les caractéristiques radio-électriques étant compatibles, mais il a également des possibilités supplémentaires.

Cet équipement hertzien transportable était présenté en fonctionnement avec des équipements d'extrémité transportables également réalisés par la Société Anonyme de Télécommunications :

— équipement transportable à 12 voies téléphoniques à courants porteurs (Q. F. - MC - 8A) utilisant les mêmes caractéristiques de transmission que l'Administration des P. T. T., donc raccordable au réseau général téléphonique, et réalisé en 4 coffrets (coffret alimentation et maintenance, coffret de groupe, 2 coffrets de chacun 6 voies) ; à l'aide de plusieurs équipements de ce type on peut réaliser des liaisons à 24, 36, 48 ou 60 voies.

— appareil bivocal (Q. F. - M. X. - 2B) permettant d'établir simultanément et indépendamment sur un circuit téléphonique quelconque, une liaison téléphonique et une liaison télégraphique bilatérales (un coffret).

— équipements transportables de télégraphie harmonique à modulation de fréquence pour 6 voies (Q. F. - M. C. - 3A) ou 12 voies (Q. F. - M. C. - 7A) permettant d'établir sur un circuit téléphonique 12 liaisons télégraphiques bilatérales (quatre coffrets : alimentation, organes généraux, et 2 coffrets de chacun 6 voies).

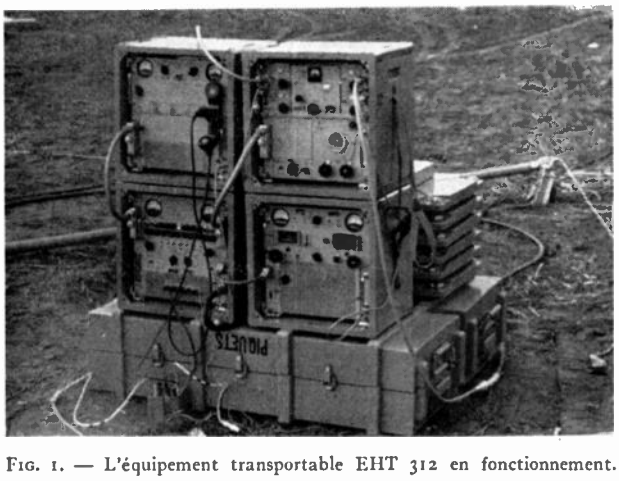


FIG. 1. — L'équipement transportable EHT 312 en fonctionnement.

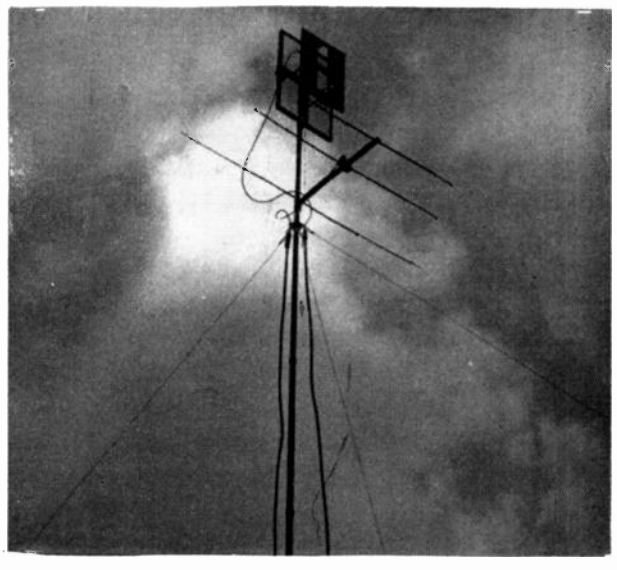


FIG. 2. — Deux aériens au sommet du mât : en haut, aérien à fente pour la gamme 225-600 MHz, en polarisation verticale ; en bas, aérien Yagi pour la gamme 50-225 MHz en polarisation horizontale.

Equipement transportable EHT 312

I. — Caractéristiques générales.

A l'émission, le signal à transmettre, compris dans la bande 0,3 - 156 kHz, module en fréquence une porteuse HF dont la fréquence moyenne peut être choisie, en cours d'exploitation, parmi 758 fréquences constituant chacune un « canal d'exploitation ».

Ce signal HF est obtenu par amplification directe ou par multiplication et amplification d'un signal pilote dont la fréquence moyenne peut être choisie parmi 250 fréquences au moyen d'un standard de fréquences.

A la réception, le signal HF reçu est amplifié puis transposé à la fréquence intermédiaire (35 MHz) ; le signal MF obtenu est ensuite amplifié, écrêté et discriminé, restituant le signal BF ainsi transmis.

Divers dispositif de tarage et de maintenance permettent de tarer la liaison et d'en régler l'équivalent.

L'étendue de la gamme de fréquence exploitable a nécessité la décomposition de cette gamme en quatre sous-gammes :

sous-gamme *A*	50 à 100 MHz,
sous-gamme *B*	100 à 225 MHz,
sous-gamme *C*	225 à 400 MHz,
sous-gamme *D*	400 à 600 MHz.

Un équipement terminal complet comprend, outre les dispositifs à courants porteurs :

— un ensemble de base commun aux quatre gammes de fonctionnement, comprenant 3 coffrets : alimentation, oscillateur pilote (situé dans la gamme *A*), récepteur à fréquence fixe,

(suite page 52)

RÉSUMÉS DES ARTICLES

« SIGNAUX TYPES » ET RÉGIMES TRANSITOIRES EN TÉLÉVISION, par L. BOURASSIN, *Ingénieur, Chef de Section à la Société « La Radiotechnique »*. Onde Electrique de janvier 1959 (pages 7 à 31).

Après avoir indiqué que l'introduction de « signaux types » dans l'effacement vertical du signal conventionnel de télévision offre un moyen simple pour obtenir un procédé d'étude et de contrôle permanent d'une chaîne ou d'une partie de chaîne de télévision en fonctionnement normal, l'auteur examine les informations que peuvent fournir les « signaux types » ; il précise :

1° L'intérêt que présentent les différents « signaux types » en raison du caractère non linéaire des systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques ;

2° L'influence, sur les régimes transitoires, de « défauts » d'amplitude et de phase ;

3° Les propriétés des signaux à spectre « limité » et à spectre « étendu ».

Enfin, l'auteur donne de nombreux résultats, d'études et de mesures, qui font apparaître l'importance des « signaux types » utilisés.

MESURE PAR SCINTILLATION DES FAIBLES ACTIVITÉS DU CARBONE 14 ET DU TRITIUM, par R. BIBRON, *Ingénieur, Département d'Electronique, Service d'Electronique physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique de janvier 1959 (pages 40 à 45).

L'utilisation d'une méthode de mesure par coïncidence et le refroidissement des photomultiplicateurs permettent d'éliminer l'effet du bruit de fond d'origine thermique de ces photomultiplicateurs.

Le bruit de fond résiduel dû à l'émission de lumière par chacun d'eux peut être réduit lui aussi par la disposition de caches sur leurs photocathodes ou l'emploi d'un temps mort électronique.

L'appareil décrit permet de mesurer des activités très faibles de Carbone 14 et de Tritium.

L'EFFET HALL DANS LES SEMI-CONDUCTEURS ET SES POSSIBILITÉS D'APPLICATION, par L. KOCH et G. LAMBERT, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique de janvier 1959 (pages 32 à 39).

Après avoir rappelé les formules de base de l'Effet Hall, et les problèmes liés à la réalisation pratique des sondes, quelques applications seront décrites, notamment la détection et la mesure des flux de radiation ainsi que le multiplicateur à Effet Hall. On traitera plus particulièrement de la mesure précise des champs magnétiques et de leurs gradients.

L'INSTALLATION DE CONTROLE DU RÉACTEUR AQUILON, par G. FRIEDLING, *Département d'Electronique Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique de janvier 1959 (pages 46 à 51).

On décrit :

— D'une part, les mesures de puissance neutronique, de période, de températures, de niveau d'eau lourde ;

— D'autre part, les commandes des treuils animant les éléments absorbeurs, et des machines auxiliaires.

SUMMARIES OF THE PAPERS

MEASUREMENT BY SCINTILLATION OF THE LOW ACTIVITY OF CARBON 14 AND TRITIUM, by R. BIBRON, *Ingénieur, Département d'Electronique, Service d'Electronique Physique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique, January 1959 (pages 40 to 45).

The use of a coincidence method and the cooling of the photomultipliers enables the thermal noise of the multipliers to be eliminated.

The residual background noise is due to the emission of light by each of these substances and this can be reduced by masking the photocathodes or by taking advantage of the neutral electronic time.

The apparatus described permits the measurement of the very low activity of Carbon 14 and Tritium.

TRANSIENT STATE TEST SIGNAL FOR TELEVISION by L. BOURASSIN, *Ingénieur, Chef de Section à la Société « La Radiotechnique »*. Onde Electrique, January 1959 (pages 7 to 31).

After showing that the introduction of test signals in the vertical blanking period of a normal television signal offers a simple continuous method of investigating and checking the performance of a television chain or part of a chain, the author discusses :

1. The value of different test signals in relation to the non-linear characteristics of vestigial sideband systems.

2. The influence of amplitude and phase errors on the transient state.

3. The properties of signals with limited and extended frequency spectrum.

Finally, the author gives a number of results, investigations and measurements, which illustrate the importance of the test signals used.

THE AQUILON REACTOR TESTING INSTALLATION, by G. FRIEDLING, *Département d'Electronique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique, January 1959 (pages 46 to 51).

The article describes, on the one hand, the measurement of neutron flux, the time interval, temperature and the level of heavy water, and on the other hand, the control of the movements of moderating elements, and the auxiliary machines.

HALL EFFECT IN SEMI-CONDUCTORS AND ITS POSSIBLE APPLICATIONS by L. KOCH and G. LAMBERT, *Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay*. Onde Electrique, January 1959 (pages 32 to 39).

After recalling the basic formulæ of Hall Effect, and the problems involved in practical probes, a number of applications are described, particularly the detection and measurement of radiation fluxes as well as the Hall Effect multiplier. The precise measurement of magnetic fields and their gradients are specially examined.

" SIGNAUX TYPES " ET RÉGIMES TRANSITOIRES EN TÉLÉVISION [1]

PAR

L. BOURASSIN

Ingénieur Chef de Section à la Société

« *La Radiotechnique* »

Introduction.

Nous savons que la reproduction fidèle des détails dans une image de télévision, en raison du procédé d'analyse utilisé, est fonction, dans la direction verticale, du nombre de lignes par image et, dans la direction horizontale, de l'aptitude du système de transmission à reproduire fidèlement les signaux provenant du changement d'éclairement le long d'une ligne de balayage.

Puisque les éléments d'image à transmettre peuvent se classer en deux catégories distinctes :

a) transition brusque d'une plage de brillance à une autre ;

b) petits détails sur fond uniforme ;

on peut espérer atteindre une estimation convenable de la qualité des éléments d'image de chacune de ces catégories en utilisant respectivement les signaux suivants :

a) le saut unité,

b) l'impulsion.

Or, ces signaux sont insuffisants pour déterminer la fidélité de l'ensemble d'une image de télévision ; il faut leur en adjoindre d'autres tels que :

c) *la paire d'impulsions*, qui permet d'étudier le pouvoir séparateur d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques,

d) *la dent de scie ou l'escalier*, qui permettent d'étudier la distorsion de non linéarité du signal de vision.

Enfin, une « salve d'oscillations » peut faciliter la maintenance en donnant une indication sur la réponse amplitude fréquence du système de télévision en essai.

(1) Conférence faite le 16 juin 1958 devant la 4e Section « Télévision » de la Société des Radioélectriciens.

Nous nous trouvons alors, pour déterminer la qualité de l'image télédiffusée, en présence de nombreux signaux différents, appelés « signaux types ».

L'introduction de ces signaux types, dans l'effacement vertical du signal conventionnel de télévision offre un moyen simple pour obtenir un procédé d'étude et de contrôle permanent d'une chaîne ou d'une partie de chaîne de télévision en fonctionnement normal.

Nous allons examiner les informations que peuvent fournir des signaux types dans l'effacement vertical et la distribution qui peut leur convenir. Puis après avoir rappelé que les systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques sont, suivant le taux de modulation, linéaires ou non linéaires, nous examinerons les propriétés des signaux utilisés pour l'étude des régimes transitoires : signaux à spectre « limité » et signaux à spectre « étendu ».

Une relation entre l'influence, sur les réponses transitoires, de « défauts » d'amplitude et de « défauts» de phase, est établie.

L'exposé se termine par une présentation de résultats d'études théoriques et expérimentales, effectuées sur des récepteurs, avec les différents signaux présentés.

I — Signaux types dans l'effacement vertical en télévision.

L'introduction de signaux types dans l'effacement vertical permet, pendant la diffusion d'images mobiles, d'étudier et de contrôler la qualité de la transmission. Ainsi, pendant un fonctionnement normal de l'ensemble de la chaîne de transmission, on peut vérifier le rapport synchro-video et éventuellement actionner, sur les relais hertziens, un système automatique de correction de ce rapport ; on peut égale-

ment vérifier la courbe amplitude fréquence de l'ensemble d'une chaîne de transmission, étudier ses régimes transitoires, déterminer sa distorsion de non linéarité et la compression éventuelle des signaux de synchronisation en fonction du contenu de l'image.

La figure 1 représente l'introduction de « signaux types » dans l'effacement vertical où quatre lignes « test » sont groupées à la fin de l'effacement des trames paires et impaires. Examinons les « signaux

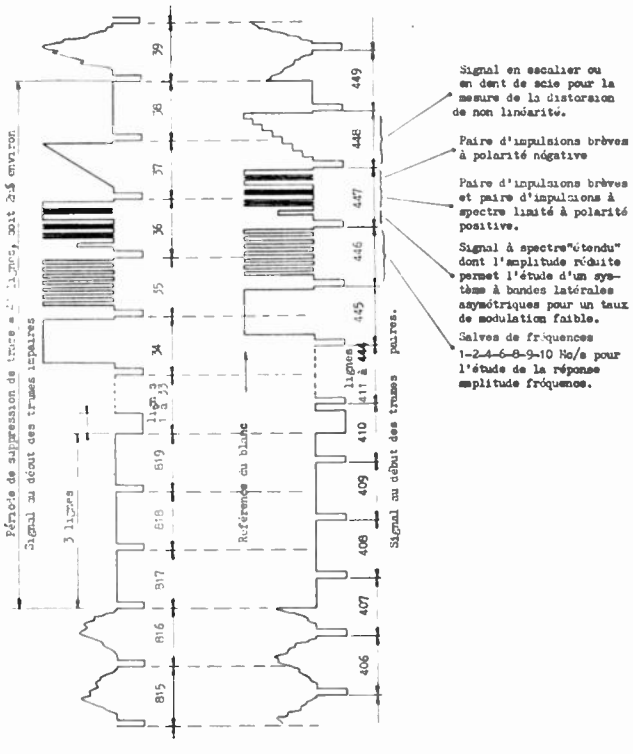


FIG. 1.

types » contenus dans chacune de ces lignes « test ».

1re LIGNE « TEST » (34 ou 445 de la figure 1).

Signal de référence du blanc.

Ce signal sert à définir le niveau maximum de l'amplitude de la luminance et à effectuer, en régime transitoire, des mesures de temps de montée, de temps de descente, de taux de pré et de post-oscillations, de pseudo-période d'oscillations, etc.

2e LIGNE « TEST » (35 ou 446 de la figure 1).

Signaux en forme de « trains d'ondes » ou « salves d'oscillations ».

Ces signaux servent, dans un système de transmission non bouclé, à définir la courbe amplitude fréquence par valeurs discrètes ; à chaque salve d'oscillations correspond une fréquence et le rapport entre l'amplitude de la salve considérée et l'amplitude du signal de « référence du blanc » donne l'affaiblissement à la fréquence de la salve.

Par cette méthode, on trouve l'affaiblissement pour chaque salve et on établit la courbe amplitude fréquence correspondante.

Dans un système bouclé, système dans lequel l'entrée et la sortie sont accessibles au voisinage d'un même point, on peut déterminer la courbe de phase en comparant simultanément les salves existant à l'entrée et à la sortie. Cette comparaison s'effectue à l'aide d'un commutateur électronique qui donne simultanément, sur l'écran d'un oscilloscope, la trace de la salve d'oscillations d'entrée et celle de la salve de sortie. La vitesse de balayage étant connue, le décalage entre ces deux salves indique le retard de phase.

$$\tau_\varphi = \frac{\varphi\ (\omega)}{\omega}$$

qu'a subi la salve d'oscillations pour se propager dans le système de transmission. La fréquence de la salve étant connue, on tire :

$$\varphi\ (\omega) = \tau_\varphi \cdot \omega$$

Cette mesure étant effectuée pour chaque salve d'oscillations, on peut définir la courbe phase fréquence par valeurs discrètes.

3e LIGNE « TEST » (36 ou 447 de la figure 1).

Signaux d'étude des régimes transitoires.

La troisième ligne test fournit plusieurs signaux qui complètent l'étude des régimes transitoires, esquissée avec le signal de la 1re ligne « test ».

Nous verrons dans la suite de cet exposé, que ces différents signaux présentent une utilité certaine en raison du caractère non linéaire des systèmes de transmission de télévision.

4e LIGNE « TEST » (37 ou 448 de la figure 1).

Signaux de mesure et de contrôle de la distorsion de non linéarité.

Ces signaux permettent la mesure de l'expansion ou de la compression du contraste dans une partie déterminée de la courbe amplitude fréquence. Ils en donnent immédiatement la forme, soit par variation continue, c'est le cas de la dent de scie, soit par valeurs discrètes (cas de l'escalier).

La mesure de la non linéarité peut également s'effectuer à l'aide du signal donné par la figure 2. On cherche alors la distorsion de non linéarité du signal de vision en fonction du *contenu moyen* de l'image (gain différentiel).

Ceci revient à admettre qu'il faut fixer la fidélité de reproduction des variations de teintes autour de teintes moyennes données (signal C.C.I.R. Rapport 84, Réunion de Varsovie, 1956).

Le signal peut prendre consécutivement les deux formes représentées par les figures 2*a* et 2 *b*.

l'amplitude des signaux de synchronisation lorsqu'on applique au départ successivement les signaux 2*a* (amplitude S_a) et 2*b* (amplitude S_b).

L'amplitude doit rester dans les tolérances fixées, le taux de compression des signaux de synchronisation est défini comme le rapport S_b / S_a.

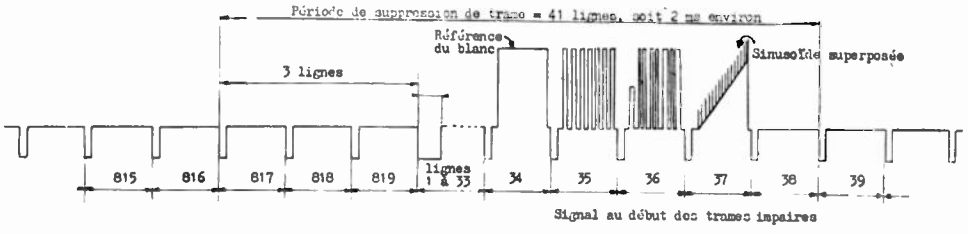


FIG. 2 *a*.

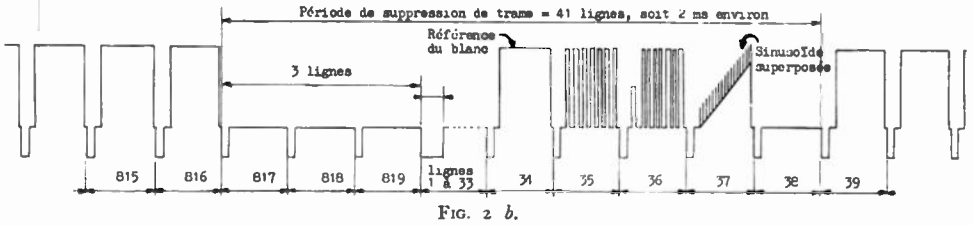


FIG. 2 *b*.

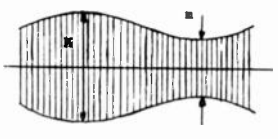


FIG. 2 *c*.

Sur chaque figure une sinusoïde est superposée à la dent de scie :

fréquence 2,5 MHz pour le système 405 lignes.

— 1 MHz pour les systèmes 625 et 819 lignes.

amplitude crête à crête de la sinusoïde 0,1 V pour un signal d'amplitude nominale de 1 V.

Dans la figure 2*a*, le signal vision est au niveau du *noir* en dehors de l'effacement vertical.

Dans la figure 2*b* le signal vision est au niveau du *blanc* en dehors de l'effacement vertical.

Mesures.

Le signal représenté sur la figure 2*a* est appliqué au système de transmission à étudier et recueilli à l'extrémité réceptrice de celui-ci. A l'aide d'un filtre passe-haut on sépare la sinusoïde du reste du signal ; on l'observe sur l'écran d'un oscilloscope balayé à la fréquence des lignes. La mesure est répétée avec le signal 2*b*.

La figure observée à la forme suivante (fig. 2 *c*) :

La distorsion est donnée par :

$\frac{m_a}{M_a}$ pour les signaux de la figure 2*a* et par $\frac{m_b}{M_b}$ pour ceux de la figure 2*b*.

Pour deux valeurs extrêmes du contenu de l'image on mesure ainsi la distorsion de non linéarité.

Les signaux 2*a* et 2*b* permettent également la mesure de la compression des signaux de synchronisation en fonction du contenu moyen de l'image.

On mesure à la sortie du système de transmission

II — Systèmes linéaires et non linéaires.

Maintenant que l'ensemble des signaux test a été présenté, nous allons préciser plusieurs points importants concernant les régimes transitoires en télévision, et justifier ainsi la complexité apparente de la troisième ligne test.

Avant de rappeler les types de signaux, leurs propriétés et leurs utilisations, il convient de résumer brièvement les caractéristiques principales des systèmes linéaires et non linéaires.

SYSTÈMES LINÉAIRES.

La fonction de transfert complète d'un réseau linéaire est entièrement déterminée par la réponse transitoire de ce réseau. On peut admettre, en première approximation que pour les faibles taux de modulation de l'onde porteuse, l'ensemble d'un système de télévision se comporte comme un système linéaire ; en conséquence, le régime transitoire, qui détermine alors la qualité des images, est un procédé utile d'étude, néanmoins son efficacité est faible pour évaluer la sélectivité des circuits et pour ce type de mesure la réponse amplitude fréquence est préférable.

L'étude des systèmes linéaires fait donc apparaître la nécessité d'utiliser conjointement le régime transitoire et les salves d'oscillations, ces dernières ayant pour but de renseigner sur la sélectivité du système de transmission.

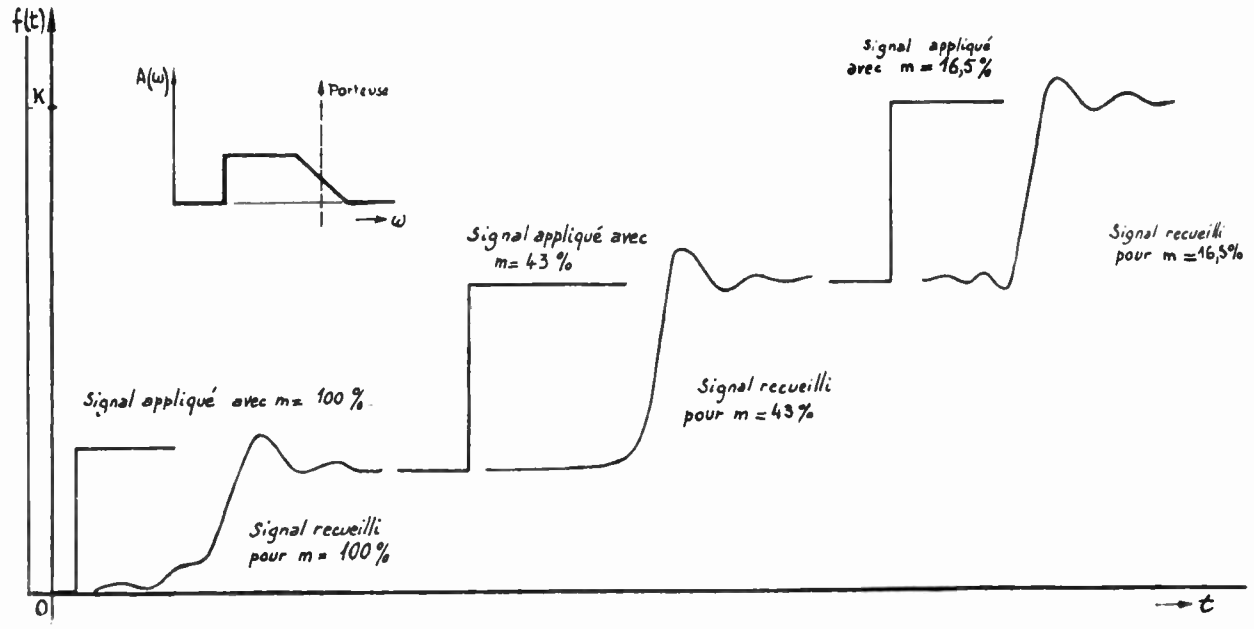


FIG. 3. — Régimes transitoires d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques sans distorsion de phase, avec $d = 8$, pour différentes profondeurs de modulation.

SYSTÈMES NON LINÉAIRES.

Les réseaux linéaires sont les seuls a être complètement déterminés par leur réponse à un signal unité, ceci en raison du théorème de superposition ; il n'en est pas de même pour les systèmes non linéaires puisque le théorème de superposition ne s'applique pas à ces derniers. Dans un système non linéaire, pour un signal d'entrée de forme donnée, la forme du signal de sortie dépend du niveau du signal appliqué à l'entrée ; il est alors évident que l'on ne peut pas caractériser un tel système à l'aide d'un seul signal ; il faudra au contraire en définir plusieurs ou en définir un seul mais l'appliquer avec une suite d'amplitude déterminée. Les figures 3, 4 et 5 illustrent ceci.

On voit que l'interprétation des réponses transitoires des systèmes non linéaires est délicate.

Les systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques sont sensiblement linéaires pour les faibles taux de modulation de l'onde porteuse et non linéaires pour les taux de modulation élevés (voir référence III).

Nous rappelons que le taux de modulation d'un régime transitoire se définit par :

$$m\,\% = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} \cdot 100$$

Enfin, il convient d'ajouter que, pour un taux de modulation donné, le caractère non linéaire d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques dépend du rapport de dissymétrie (réf. III).

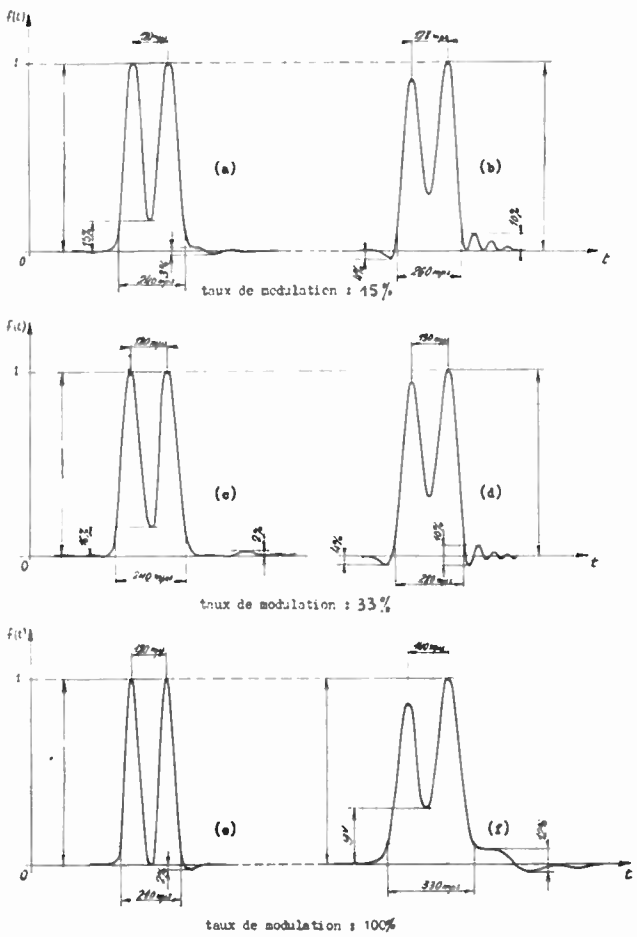


FIG. 4 *a*, *b*, *c*, *e*, *f*. — Transmission dans un système à B.L.A., d'une paire d'impulsions positives à sommets espacés de 120 mμs. Etude en fonction du taux de modulation. La colonne de gauche contient les paires d'impulsions obtenues à la sortie du générateur HF après détection. La colonne de droite contient les paires d'impulsions obtenues à la sortie video du récepteur à B.L.A.

Par définition, le rapport de dissymétrie,

$$d = \frac{\Omega_c}{\Omega_q},$$

est le rapport entre la bande latérale intégralement transmise Ω_c et la bande latérale atténuée Ω_q.

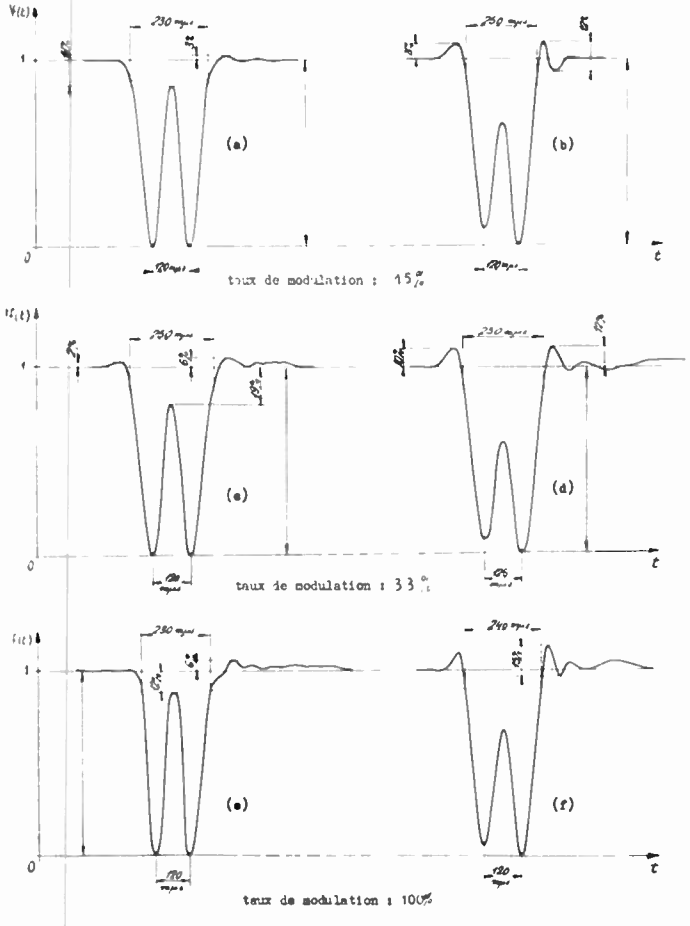


FIG. 5 *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*. — Transmission, dans un système à B.L.A., d'une paire d'impulsions négatives à sommets espacés de 120 mμs. Etude en fonction du taux de modulation. La colonne de gauche contient les paires d'impulsions obtenues à la sortie du générateur H.F. après détection. La colonne de droite contient les paires d'impulsions obtenues à la sortie video du récepteur à B.L.A.

III — Caractéristiques des régimes transitoires.

La détermination précise des régimes transitoires que l'on obtient à la sortie d'un système de transmission de bande « limitée » donnée f_1 se fait à l'aide du « théorème d'échantillonnage ». Ce théorème montre qu'un régime transitoire de durée finie T, dont le spectre des fréquences est limité à f_1 nécessite $2Tf_1$ valeurs pour être représenté avec précision.

Exemple :

durée du régime transitoire 1 500 mμs $= T$

fréquence limite $10 \cdot 10^6$ Hz $= f_1$

nombre de valeurs discrètes pour représenter le régime transitoire : $2 \cdot 1500\ 10^{-9} \cdot 10\ 10^6 = 30$.

Ceci montre que la description précise d'un régime transitoire entraîne généralement la connaissance d'un nombre élevé de valeurs discrètes. Afin de réduire à trois ou quatre ces valeurs discrètes, tout en ayant une approximation convenable du régime transitoire, on est conduit à chercher des caractéristiques simples et significatives ; les suivantes sont généralement retenues et on leur ajoute souvent un gabarit dans lequel le régime transitoire doit s'inscrire. Les figures 6 et 7 sont des exemples de gabarits de « temps d'établissement » et de « temps de disparition» des régimes transitoires.

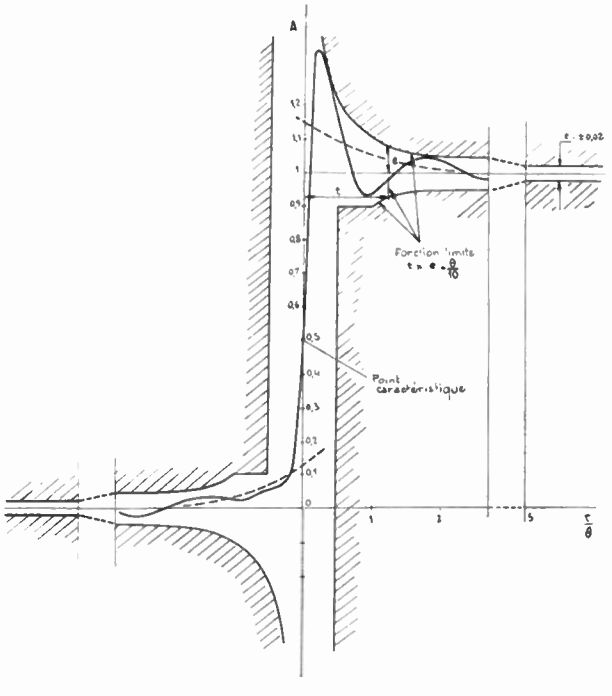


FIG. 6. — Gabarit pour le temps d'établissement (ou de montée) d'un signal de télévision. Dans le système français à 819 lignes, θ est de l'ordre de 60.10^{-9} seconde. Pour certaines liaisons hertziennes $\theta = 90.10^{-9}$ seconde.

Caractéristiques principales des régimes transitoires:

a — le temps de montée et le temps de descente ;

b — le taux de dépassement ;

c — la pseudo période de dépassement ;

d — la pente de l'axe des pré et des post-oscillations.

Précisons ces caractéristiques :

a) le temps de montée ou le temps de descente 0, est par définition le temps compris entre l'instant t_1 où le signal atteint 10 % de la valeur de palier et celui t_2 où il atteint pour la première fois, 90 % de cette valeur (figure 6).

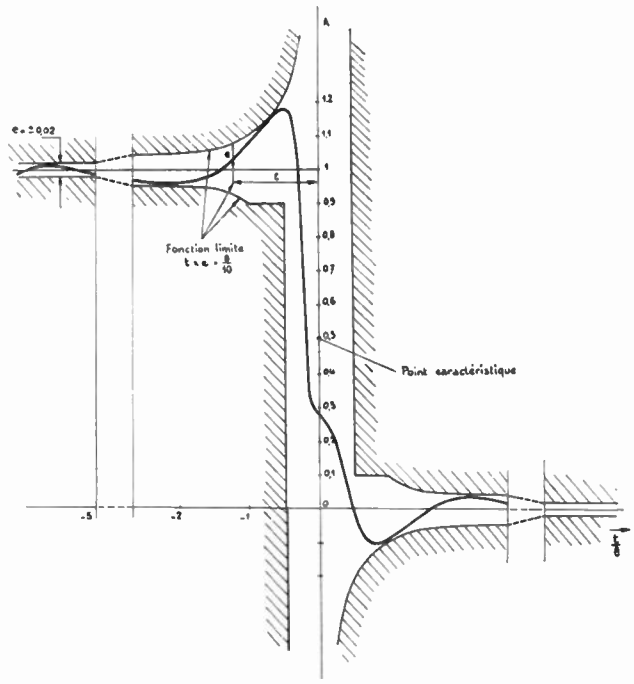


FIG. 7. — Gabarit pour le temps de disparition (ou de descente) d'un signal de télévision. Dans le système français à 819 lignes θ est de l'ordre de 60.10^{-9} seconde. Pour certaines liaisons hertziennes $\theta = 90.10^{-9}$ seconde.

Pour caractériser certains régimes transitoires une telle définition est imprécise. On lui préfère le temps mis par le signal pour croître le long de sa ligne de plus grande pente, c'est-à-dire t_1 et t_2 de la figure 7.

b) le taux de dépassement est le rapport de la différence relative entre la valeur du premier maximum et celle du palier à l'amplitude de ce dernier (figure 6)

$$\sigma\ \% = \frac{\Delta_{ma} - \Delta_p}{\Delta_p} \cdot 100$$

c) la pseudo période de dépassement est la pseudo-période de l'oscillation qui prend naissance dès que le signal a atteint sa valeur de palier.

IV — Types de signaux, leurs propriétés, leurs utilisations.

Nous allons examiner successivement les signaux symétriques et antisymétriques, les signaux à spectre « limité » et à spectre « étendu », puis les paires d'impulsions.

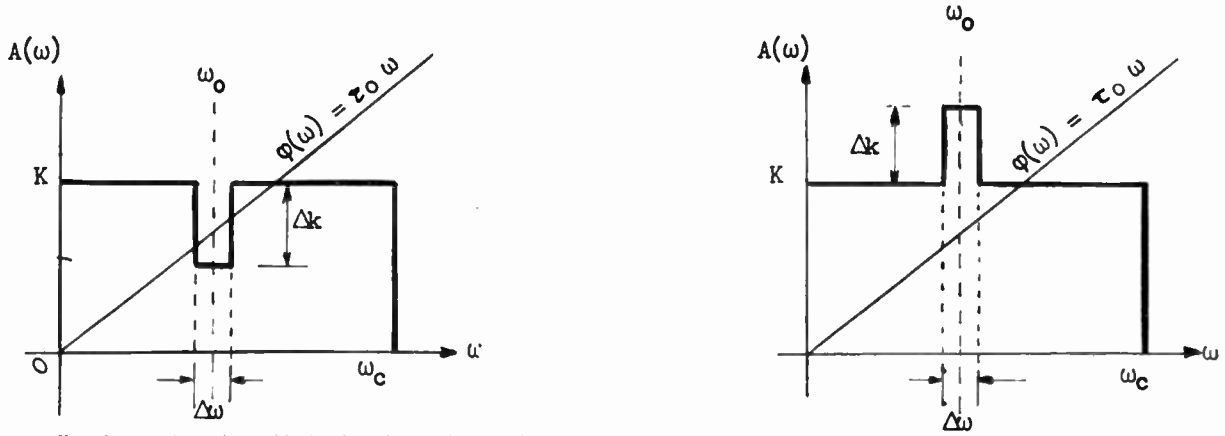


FIG. 8 *a*. — Passe-bas « idéal » dont la courbe amplitude-fréquence est affectée d'un défaut « négatif » (courbe de gauche), d'un défaut « positif » (courbe de droite).

$$f_a(t) = \frac{\Delta k}{\pi} \cdot \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega_0}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega_0}{2}(t-\tau_0)} \sin \omega_0 (t-\tau_0)$$

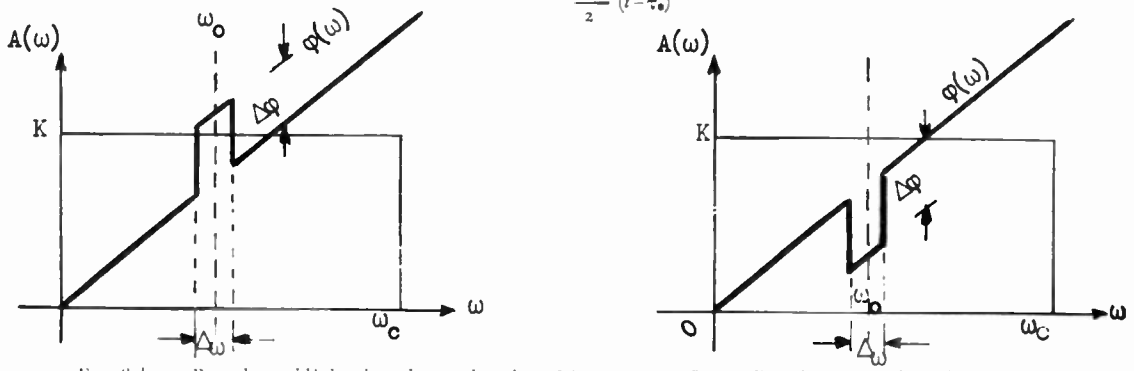


FIG. 8 *b*. — Passe-bas « idéal » dont la courbe phase-fréquence est affectée d'un défaut « positif » (courbe de gauche), d'un défaut « négatif » (courbe de droite).

$$\frac{K}{\pi} \Delta\varphi \cdot \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega_0}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\omega\Delta_0}{2}(t-\tau_0)} \cdot \cos \omega_0 (t-\tau_0) = f_\varphi(t)$$

Signaux symétriques et antisymétriques.

Les propriétés de symétrie sont très utiles pour caractériser certains défauts des systèmes de transmission. On montre qu'une anomalie, ou « défaut » dans la courbe amplitude fréquence d'un passe-bas idéal apporte au signal transmis une déformation qui ne modifie pas les propriétés de symétrie du signal incident. On montre qu'un « défaut » dans la courbe phase-fréquence apporte au signal transmis une déformation qui supprime toute symétrie. Cette déformation n'est pas quelconque, elle est antisymétrique si le signal incident est symétrique et symétrique si le signal incident est antisymétrique (voir annexe). Les résultats que nous venons de rappeler font ressortir l'intérêt que présente un signal incident ayant des propriétés de symétrie. Nous verrons dans la suite de cet exposé pourquoi il est commode de disposer d'un signal symétrique et d'un signal antisymétrique.

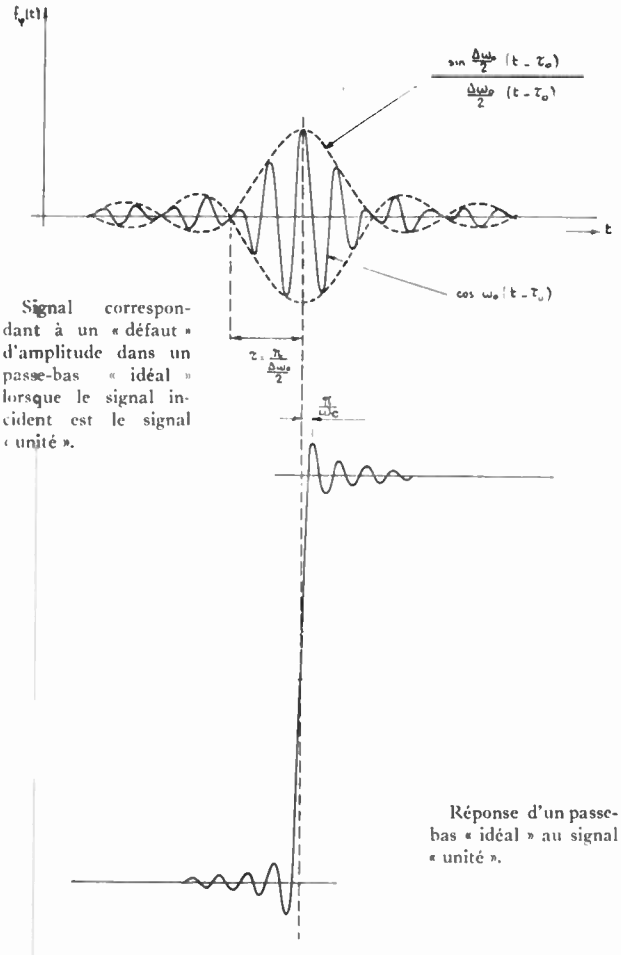


FIG. 9.

Samulon (P.I.R.E. Mai 1956) a cherché le comportement en régimes transitoire et impulsionnel d'un passe-bas avec « défaut » dans la fonction amplitude-fréquence. Nous avons complété cette étude et traité le passe-bas avec « défaut » dans la fonction phase-fréquence (figures 8, 9 10 et annexe). Les calculs en annexe montrent que l'on peut, dans chacun des cas considérés, traiter le signal de sortie comme la somme d'un signal « normal » et d'un signal de « défaut » ; ce dernier étant exclusivement dû aux anomalies ou « défauts » des fonctions amplitude-fréquence et phase-fréquence du système de transmission étudié.

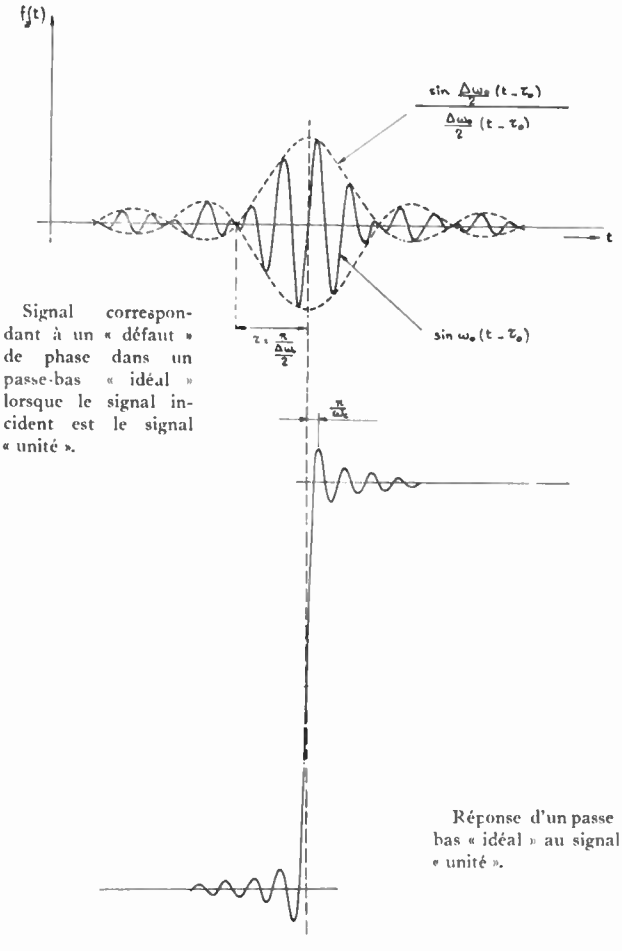


FIG. 10.

Examinons, pour les passe-bas de la figure 8 la forme analytique du signal de « défaut » dans les cas suivants :

1° Le signal incident est le signal unité.

2° Le signal incident est l'impulsion unité.

3° Le signal incident est une impulsion dont le spectre est limité à ω_c (définition en annexe).

En utilisant l'indice « *da* » pour le « défaut » d'amplitude et l'indice « *dp* » pour le « défaut » de phase, il vient :

1er *cas.* — Le signal incident est le signal unité. On a :

$$F_{da}(t) = \frac{\Delta K}{\tau}\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\sin\omega_0(t-\tau_0)$$

$$F_{dp}(t) = \frac{K}{\pi}\Delta\varphi\,\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\,\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\cdot\cos\omega_0(t-\tau_0)$$

2e *cas.* — Le signal incident est l'impulsion unité. On a :

$$v_{da}(t) = \frac{\Delta K}{\pi}\cdot\Delta\omega\,\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\cdot\cos\omega_0(t-\tau_0)$$

$$v_{dp}(t) = \frac{K}{\pi}\cdot\Delta\varphi\cdot\Delta\omega\,\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\cdot\sin\omega_0(t-\tau_0)$$

3e *cas.* — Le signal incident est une impulsion dont le spectre est limité à ω_c. On a :

$$u_{da}(t) = \Delta K\,\frac{\Delta\omega}{\omega_c}\,\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\cdot\cos\omega_0(t-\tau_0)$$

$$u_{dp}(t) = K\Delta\varphi\,\frac{\Delta\omega}{\omega_c}\,\frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}\cdot\sin\omega_0(t-\tau_0)$$

Les équations en « *dp* » ne sont valables que pour des « défauts » de phase petits ; en tenant compte de cette restriction, nous pouvons tirer des équations ci-dessus les conclusions suivantes :

1. *La comparaison entre équation de « défauts » d'amplitude et équations de « défauts » de phase fait apparaître, dans chaque cas, un déphasage de* 90° *entre « défauts » d'amplitude et « défauts » de phase.*

2. *La même comparaison montre que « défauts » d'amplitude et « défauts » de phase ont pour chaque type de signal incident, même amplitude maximum quand*

$$\Delta K = K\Delta\varphi \quad \text{ou} \quad \boxed{\frac{\Delta K}{K} = \Delta\varphi}$$

Ainsi le signal de défaut dû à une crevasse de 3 dB de profondeur dans une courbe d'amplitude a, pour des largeurs de crevasses identiques, même valeur maximum que le signal de défaut dû à une crevasse de 17° de profondeur dans une courbe de phase. On doit toutefois remarquer que le type de la perturbation apporté par le « défaut » de phase sera généralement plus gênant que celui dû au « défaut » d'amplitude, parce que le défaut de phase détruit la symétrie du signal incident. Les figures 9 et 10 qui montrent le signal normal et les signaux « *da* » et « *dp* » précisent ce point ; en effet « *da* » ne modifie pas la symétrie du signal normal alors que « *dp* » la modifie.

3. *Quand le signal incident est le signal unité on montre que pour un « défaut » d'amplitude* ou *de phase donné, le signal de défaut est d'autant plus important que la pulsation centrale du « défaut », ω_0, est basse.* Ceci en raison du rapport $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$. Cette conclusion avait été établie par Samulon pour le « défaut » d'amplitude seulement. Nous avons montré qu'elle est aussi valable pour un « défaut » de phase, et nous pouvons conclure que :

La réponse transitoire la plus mauvaise est celle qui correspond au « défaut » situé dans les plus basses fréquences de la fonction transmission considérée.

4. *Lorsque le signal incident est l'impulsion unité ou une impulsion à spectre limité on montre que l'amplitude maximum du signal de défaut est constante, quelle que soit la pulsation centrale du « défaut ».* Seule varie la pseudo période. En conséquence *la réponse impulsionnelle est peu affectée par la position du « défaut » dans la fonction de transmission.*

5. La comparaison des cas 1 et 3 montre que pour un « défaut » d'amplitude *ou* de phase de largeur donnée, mais étroite par rapport à la bande limitée à ω_c, le signal perturbateur a même importance relative sur la réponse transitoire et sur la réponse impulsionnelle à spectre limité si le « défaut » a pour pulsation centrale $\omega_0 = \omega_c/\pi$.

Pour terminer cette étude sur les signaux symétriques et antisymétriques, nous donnons figure 11, les réponse transitoires correspondant à la transmission d'un signal antisymétrique (signal unité) dans différents passe-bas ayant des fonctions amplitude-fréquence « idéales » et des fonctions retard-fréquence « perturbées ».

Enfin, il convient de remarquer que les propriétés de symétrie des « défauts » d'amplitude et de phase peuvent être utilisées pour séparer les distorsions liées à ces « défauts ». La séparation est obtenue avec une approximation convenable dans la plupart des problèmes posés par la télévision. On peut ainsi, par exemple, à partir d'un régime transitoire quelconque, perturbé par des distorsions d'amplitude et de phase, déterminer la forme qu'il prendrait si la distorsion de phase était supprimée ; ceci permet de juger commodément de l'opportunité d'une correction de phase dans un système donné.

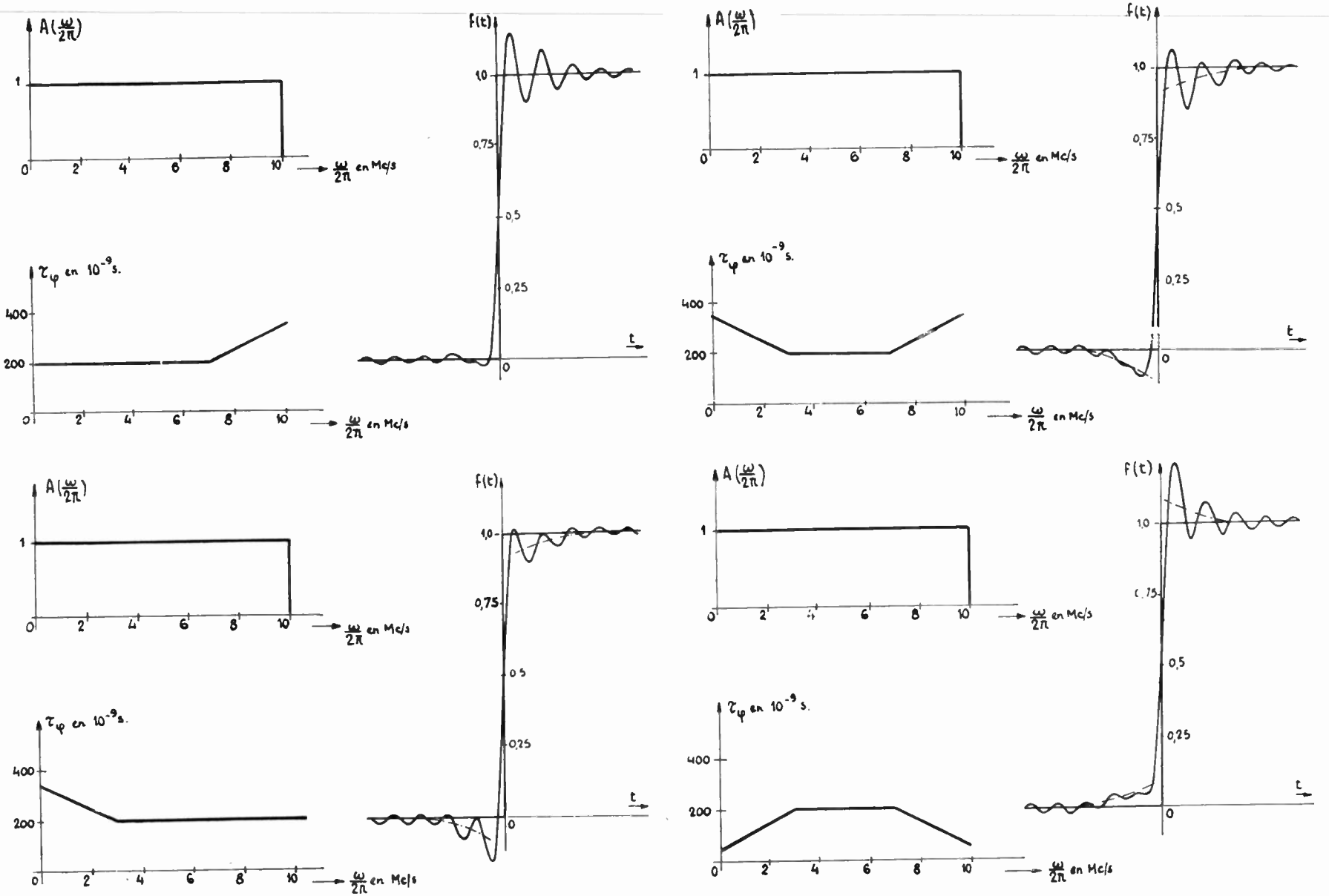


FIG. 11. — Régimes transitoires en fonction du retard de phase.

V — Signaux à spectre « étendu » et signaux à spectre « limité ».

Par définition, les signaux à spectre « étendu » sont des signaux ayant un spectre de fréquences dont l'amplitude est non négligeable bien au delà de la bande de fréquences du système à étudier auquel on les applique.

Les signaux à spectre « étendu » se rapprochent des types suivants :

a) Signal unité d'Heaviside

b) Signal de Dirac.

Les caractéristiques des spectres de fréquences de ces signaux sont :

a) Spectre décroissant en fonction de $1/\omega$ pour le signal unité d'Heaviside.

b) Spectre constant en fonction de ω pour l'impulsion de Dirac.

Ces signaux, en raison de leur spectre de fréquences très vaste, éprouvent les systèmes de transmission auxquels ils sont appliqués bien au delà de la limite correspondant à un signal « utile », c'est-à-dire à un signal ayant un spectre de fréquences de même ordre de grandeur que celui du système de transmission.

En conséquence, *avec un signal à spectre « étendu », le dépassement balistique et les déformations du signal transmis sont plus importants que dans le cas d'un signal « utile ».*

Ce qui montre que les signaux à spectre « étendu » sont particulièrement sensibles aux imperfections des systèmes de transmission auxquels on les applique.

En pratique, le signal réellement appliqué n'étant

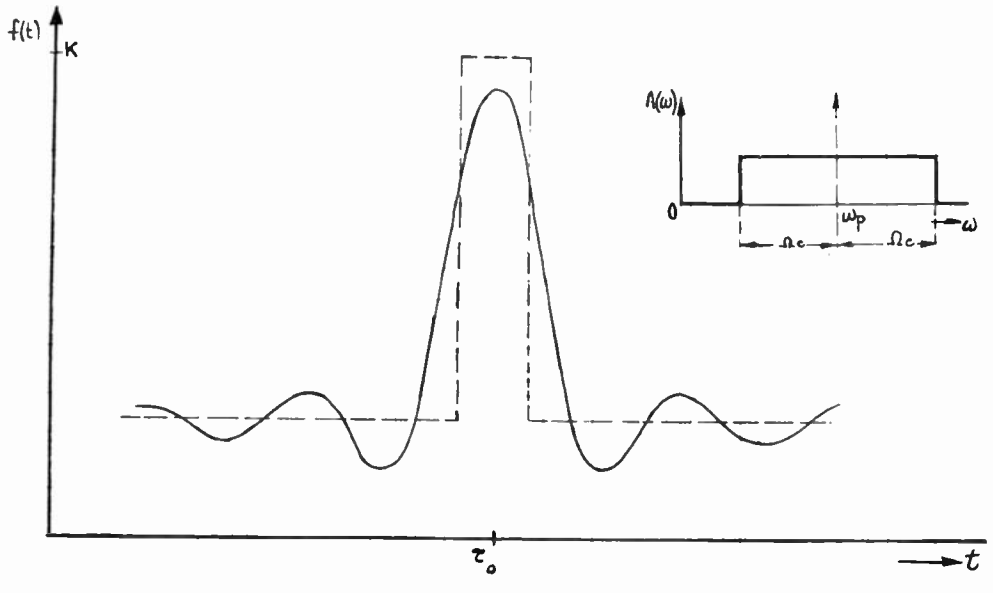


FIG. 12 *a*. — Transmission d'une impulsion de durée π/Ω_c, dans un système à bandes latérales symétriques Ω_c, sans distorsion de phase. On remarque que le signal est symétrique par rapport à τ_o.

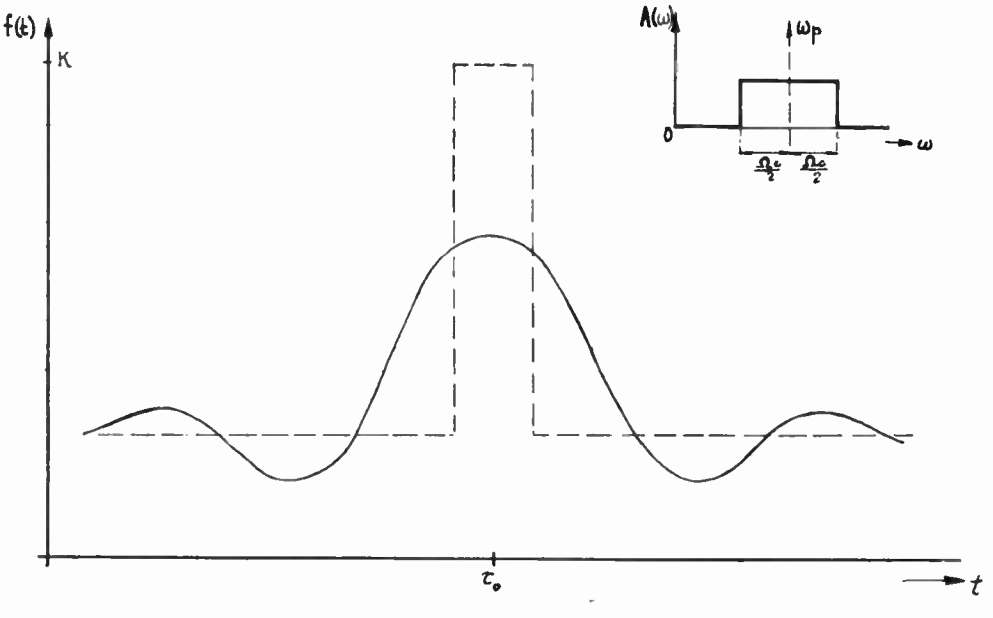


FIG. 12 *b*. — Transmission d'une impulsion de durée π/Ω_c, dans un système à bandes latérales symétriques $\Omega_c/2$, sans distorsion de phase. On remarque la diminution d'amplitude et l'écrasement du signal qui reste symétrique par rapport à τ_o.

pas à spectre « étendu », les résultats obtenus seront différents de ceux qui seraient déterminés avec le signal d'Heaviside par exemple ; en particulier l'overshoot sera plus petit. Ceci tient au fait que le signal d'Heaviside contient des composantes de fréquences très en dehors de la bande de transmission utilisée ; c'est l'absence de ces composantes qui donne naissance aux défauts observés (overshoot, etc.).

On trouve des défauts analogues avec l'usage d'impulsions ayant des fronts trop raides (voir figures 12 *a* et 12 *b*).

L'usage de signaux à spectre étendu, utile en Laboratoire, ne renseigne pas exactement sur les performances possibles d'un canal de T.V. donné.

Le C.C.I.R. a proposé, pour signal d'essai, le signal en sinus carré qui a la propriété de ne contenir des composantes de fréquences d'amplitude relativement importante que jusqu'à une fréquence donnée et des composantes pratiquement négligeables au delà. (figure 13 *b*).

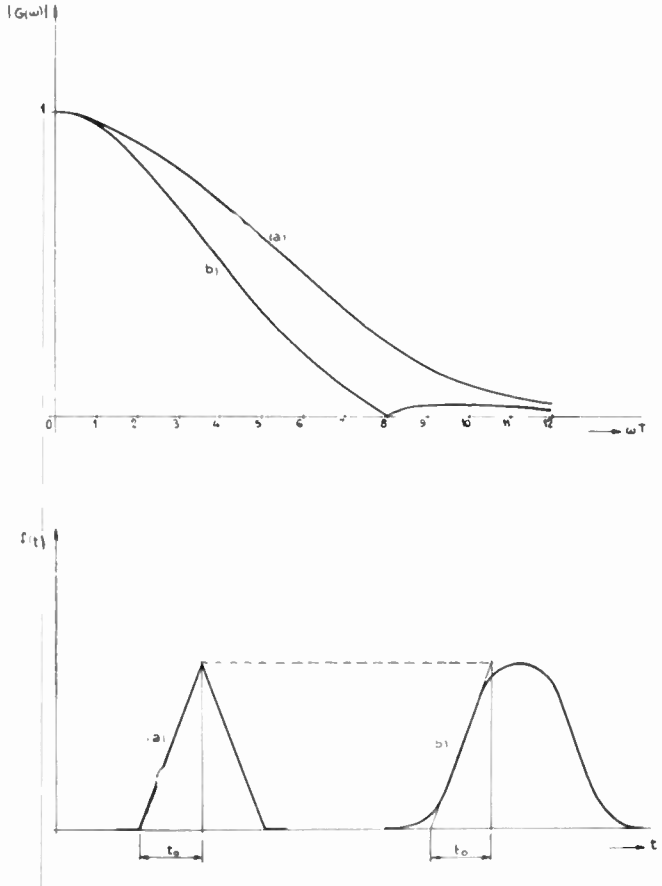


FIG. 13. — en haut : spectres des fréquences des signaux *a* et *b*.
en bas : signaux en fonction du temps (*a* et *b* ont même pente de front).

On arrive à la règle suivante :

Si le spectre limité d'un signal d'essai est égal à la bande passante d'un système de transmission à étudier, la performance maximum que l'on peut exiger du système de transmission s'obtient quand on réalise la transmission sans distorsion du signal incident à spectre limité.

De plus, il est souhaitable de comparer, dans un système de transmission donné, le temps d'établissement et le taux de dépassement des signaux transmis aux qualités propres des signaux à spectre limité correspondant au système de transmission étudié.

VI — Résultats d'études et de mesures de régimes transitoires en télévision.

Nous avons rassemblé ici un certain nombre de courbes obtenues, théoriquement ou expérimentalement, au cours de nos travaux sur les systèmes à bandes latérales asymétriques. Ces courbes traitent des systèmes de transmission soumis à une impulsion unique, à une paire d'impulsions à spectre étendu on à des paires d'impulsions à spectre limité. Certaines courbes permettent d'examiner l'importance que présente pour la réponse transitoire le calage de la porteuse et la phase. D'autres traitent de la transmission des paires d'impulsions à spectre étendu et de l'intérêt des paires d'impulsions à spectre limité. On montre comment ces dernières mettent en évidence les distorsions de phase aux fréquences élevées.

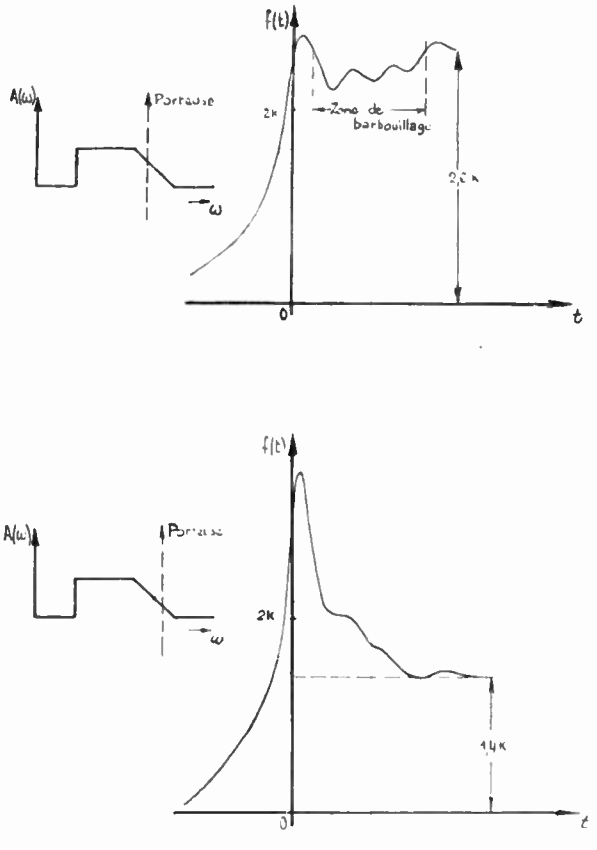


FIG. 14. — Régimes transitoires dans un système de transmission à bandes latérales asymétriques sans distorsion de phase, avec $d = 8$, pour différentes valeurs de la position porteuse.

a) calage de la porteuse trop haut (– 4 dB)

b) calage de la porteuse trop bas (– 9 dB).

Enfin, nous terminons par une série de courbes qui font apparaître l'importance du sens de la modulation sur les régimes transitoires.

Examinons maintenant les courbes en détail.

Les figures (14 *a* et 14 *b*) montrent les perturbations de la réponse transitoire en fonction du calage du point de porteuse. Ce sont des courbes calculées (III).

La figure 14 *a* fait apparaître une « zone de barbouillage » avec des oscillations situées en dessous de l'amplitude finale du signal, ceci à cause de la suramplification des basses fréquences. La figure 14 *b* présente un dépassement considérable au moment de l'établissement du signal ; ceci en raison du manque d'amplification des fréquences basses par rapport aux fréquences élevées du spectre.

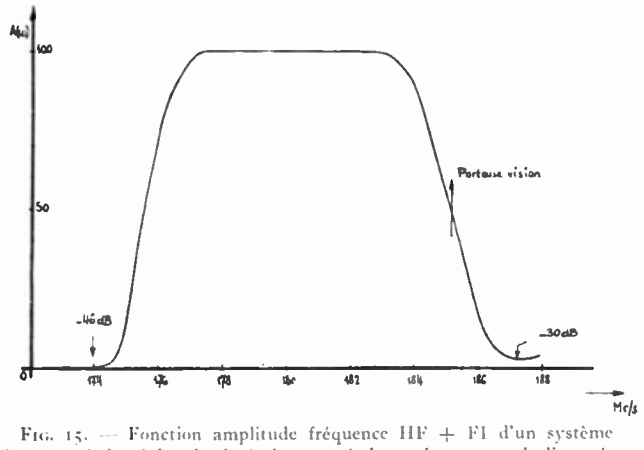


FIG. 15. — Fonction amplitude fréquence HF + FI d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques de rapport de dissymétrie élevé ($d = 9$).

La figure 15 donne la courbe amplitude fréquence d'un récepteur à grand rapport de dissymétrie.

La figure 16 donne les réponses transitoires du récepteur précédent (figure 15) pour les taux de modulation :

$$m = 100\ \%$$
$$m = 60\ \%$$

On remarque l'importance du « sur blanc » ou dépassement avant le front de descente. Ce dépassement est dû au grand rapport de dissymétrie du récepteur. On constate que le « surblanc » croît rapidement avec le taux de modulation, ce qui est conforme à la théorie (III).

La figure 17 donne, pour un taux de modulation $m = 100\ \%$, le front avant du régime transitoire correspondant au récepteur de la figure 15. Ce front avant est tracé pour les calages suivants de la porteuse :

- 6 dB

- 7 dB

On remarque qu'une petite variation (1 dB) du calage de la porteuse conduit à une importante variation du taux de suroscillations du régime transitoire.

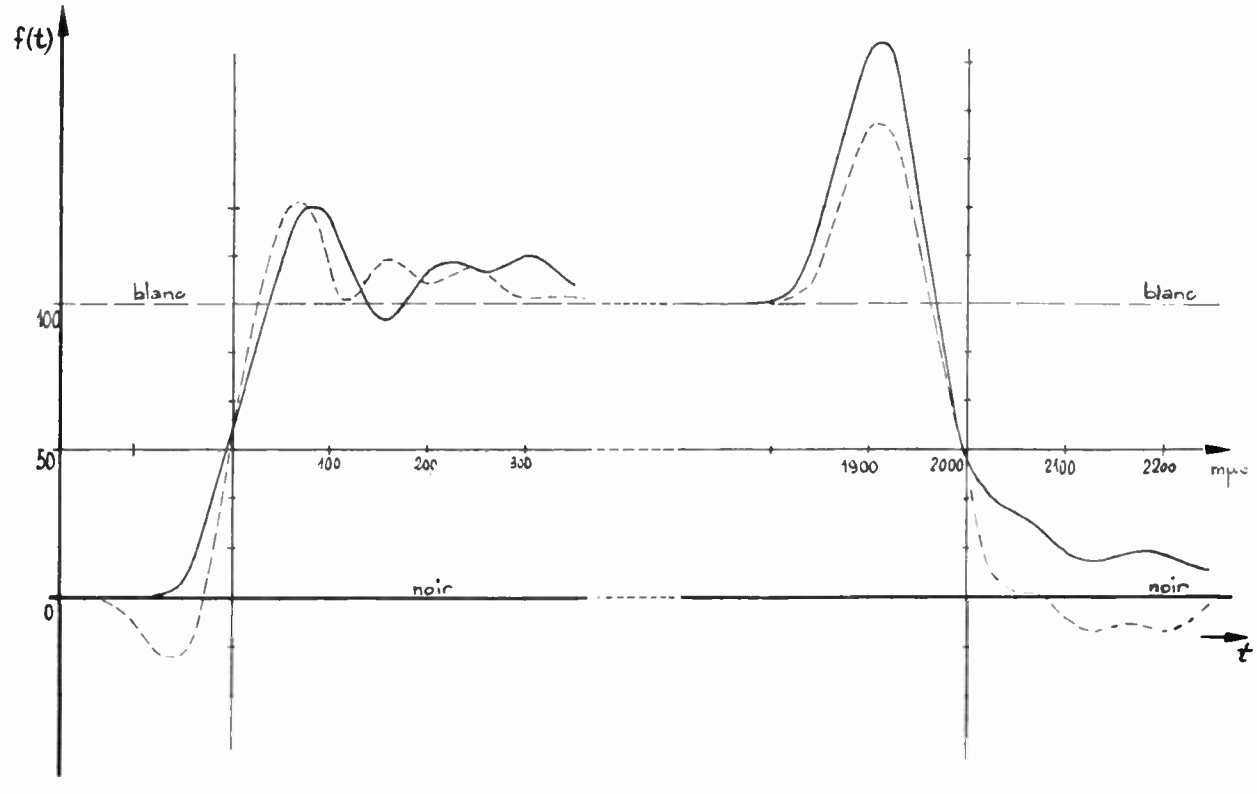


FIG. 16. — Régime transitoire d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques de rapport de dissymétrie élevée (d = 9).
Note : Porteuse à 185,25 Mc/s (– 6 dB).
Le régime transitoire relevé en trait plein correspond à une profondeur de modulation $m = 100\ \%$.
Le régime transitoire relevé en traits pointillés correspond à une profondeur de modulation $m = 60\ \%$.

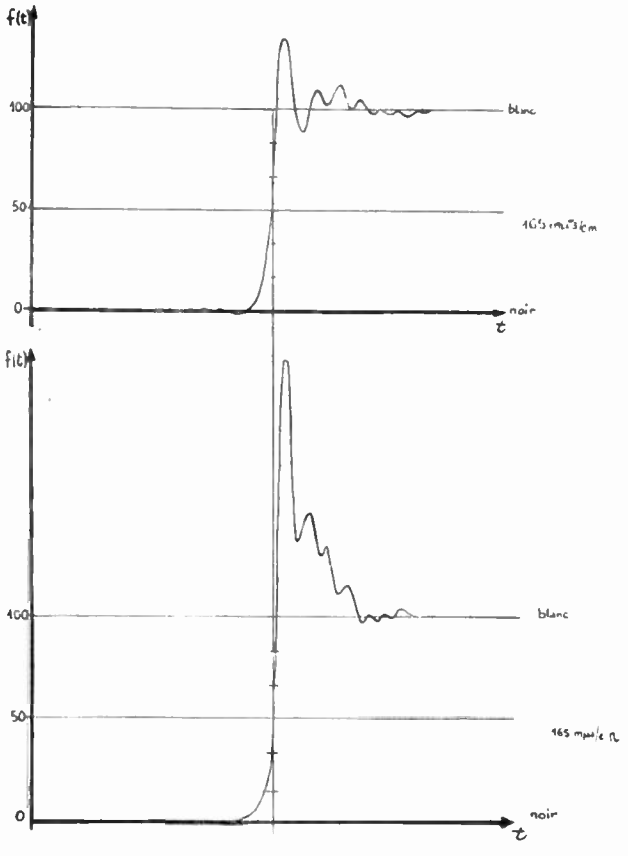


FIG. 17. — Régime transitoire d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques de rapport de dissymétrie élevé ($d = 9$).

a) Front avant : modulation 100 %, porteuse 185,25 Mc/s (– 6 dB).

b) Front avant : Porteuse 185,60 Mc/s (– 7 dB) modulation 100 %.

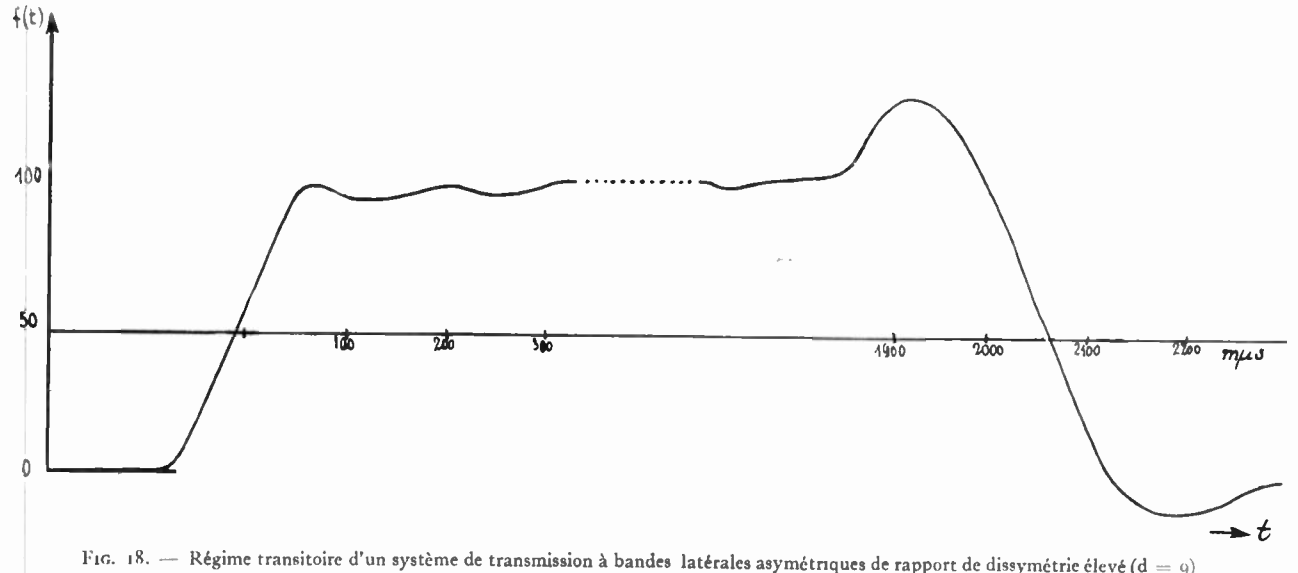


FIG. 18. — Régime transitoire d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques de rapport de dissymétrie élevé (d = 9) avec calage de la porteuse trop haut (– 2 dB).

Les courbes expérimentales de la figure 17 sont à rapprocher des réponses transitoires calculées de la figure 14.

La figure 18 présente la réponse transitoire du récepteur de la figure 15 lorsque le point de calage de la porteuse est à – 2 dB. Cette courbe expérimentale est, elle aussi, à rapprocher des réponses transitoires calculées de la figure 14. On remarque sur la figure 18 un effet de « surblanc » avant le front de descente ; cet effet est lié au rapport de dissymétrie élevé du récepteur et à la distorsion de phase autour du point de porteuse.

Transmission d'une impulsion unique dans un système à bandes latérales asymétriques sans distorsion de phase.

La figure 19 montre le signal transmis (courbe calculée). On remarque que ce signal est symétrique puisqu'il n'y a pas de distorsion de phase dans le système de transmission. Le début du front avant est empâté et un fort dépassement précède le front arrière qui est lui même empâté ; tout ceci est dû au taux de dissymétrie élevé du système de transmission considéré et à l'importante profondeur de modulation du signal incident.

Transmission d'une impulsion unique dans un système à bandes latérales asymétriques avec distorsion de phase.

Le signal transmis est représenté figure 20.

a) Ce signal est asymétrique à cause de la distorsion de phase.

b) Il présente un empâtement avant la montée et un fort dépassement avant la descente parce que le rapport de dissymétrie est élevé et le taux de modulation important.

Transmission de paires d'impulsions.

Avant d'examiner la transmission de paires d'impulsions dans un système à bandes latérales asymétriques de haute qualité, nous allons étudier la transmission de paires d'impulsions dans deux systèmes

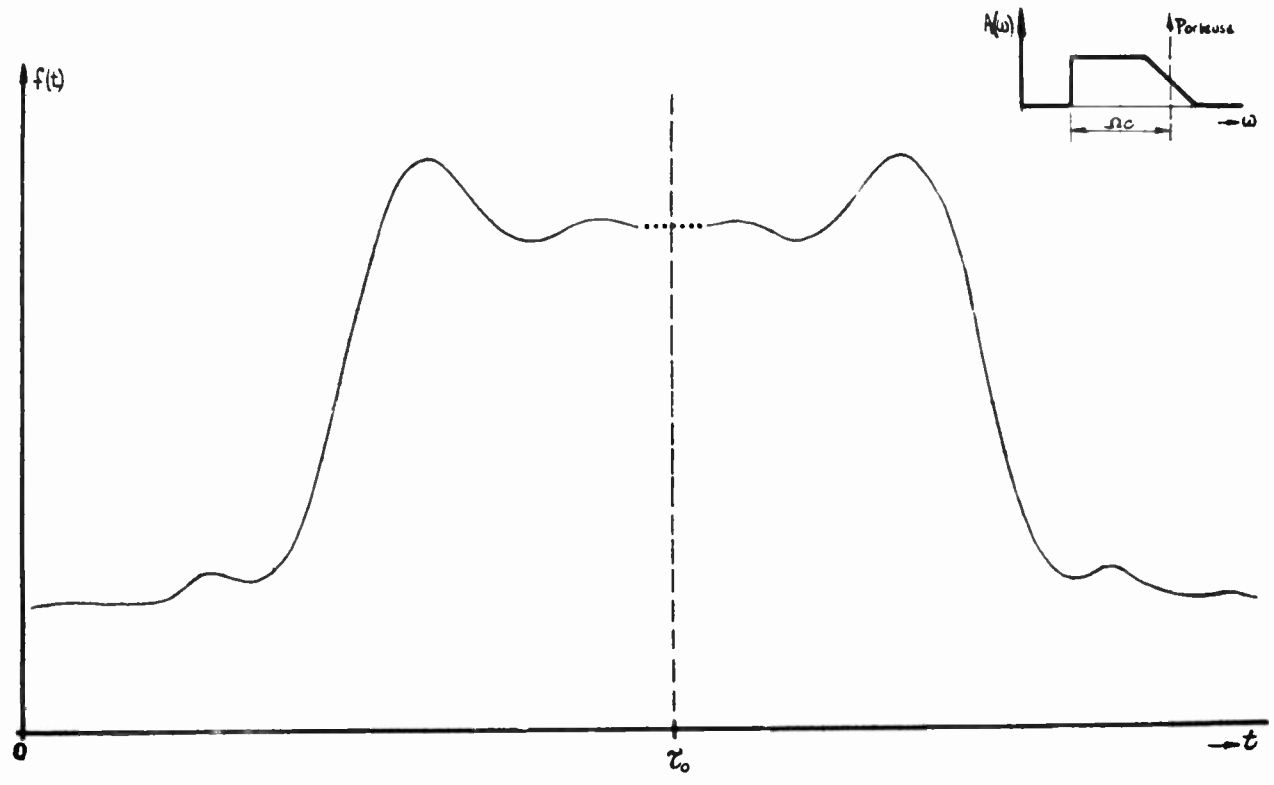


FIG. 19. — Régimes transitoires d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques, sans distorsion de phase, avec $d = 8$. On remarque la symétrie des fronts avant et arrière du signal par rapport à l'axe τ_0.

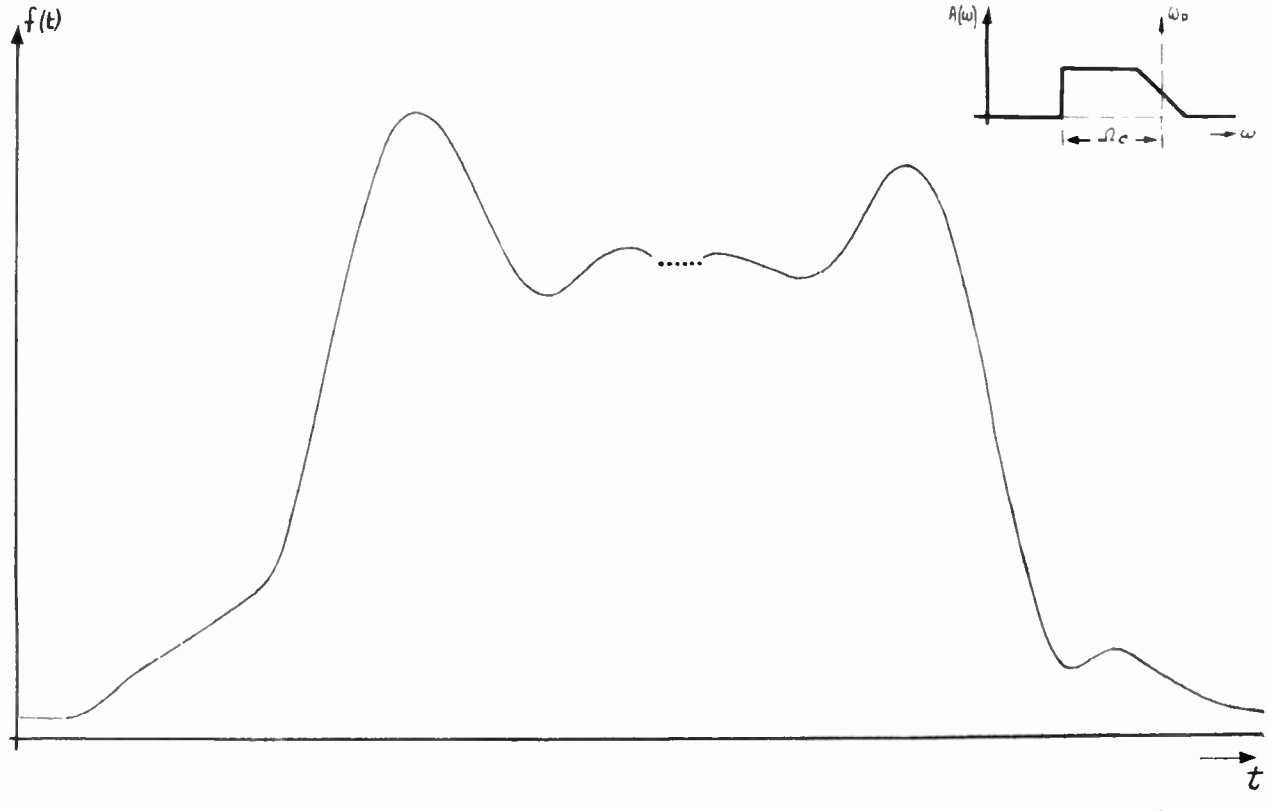


FIG. 20. — Régime transitoire d'un système de transmission à bandes latérales asymétriques, $d = 8$, avec distorsion de phase $\varphi(\omega) = \tau(\omega - \omega_p)\ m\ \varphi_1 - \sin \tau_1 (\omega - \omega_p)$
On remarque que les fronts avant et arrière du signal sont asymétriques.

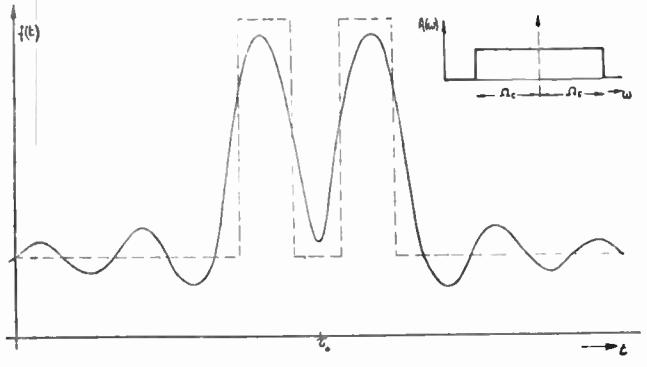


FIG. 21 *a*. — Transmission de deux impulsions successives, de durée $\pi\ \Omega_c$, dans un système à bandes latérales symétriques Ω_c sans distorsion de phase. On remarque la symétrie du signal par rapport à τ_0.

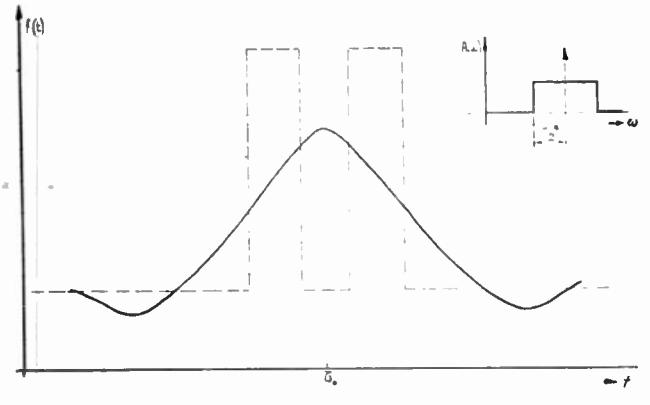


FIG. 21 *b*. — Transmission de deux impulsions successives de durée π/Ω_c, dans un système à bandes latérales sImétriques $\Omega_c/2$, sans distorsion de phase. On remarque la symétrie du signal par rapport à τ_0

de transmission symétriques. L'un sans distorsion de phase, l'autre avec distorsion de phase. Nous mettrons ainsi en évidence l'influence de la distorsion de phase sur des paires d'impulsions et les déformations caractéristiques qu'elle provoque.

1°) Transmission dans un système symétrique sans distorsion de phase.

La figure 21 *a* montre la transmission d'une paire d'impulsions P_i dans un système à bandes latérales symétriques (ou un passe-bas) sans distorsion de phase. Soit $\pm\ \Omega_c$ la largeur de bande du système de transmission (ou Ω_c dans le cas du passe-bas) et π/Ω_c la durée de chaque impulsion incidente et la distance qui les sépare. Dans ces conditions le signal transmis (21 *a*) fait apparaître assez correctement la séparation des deux impulsions et conserve la symétrie du signal incident.

La figure 21 *b* montre la transmission de la paire d'impulsions incidente P_i dans un système de transmission du même type que le précédent, mais de largeur de bande réduite de moitié $\frac{\Omega_c}{2}$. On remarque que dans ces conditions les deux impulsions incidentes ne sont plus séparées ; elles sont confondues mais le signal transmis, tout comme le signal incident, est symétrique.

2°) Transmission dans un système symétrique avec distorsion de phase.

Le signal de la figure 22 montre la transmission d'une paire d'impulsions P_i dans un système de transmission à bandes latérales symétriques (ou un passe-bas), *avec* distorsion de phase. Le signal transmis présente :

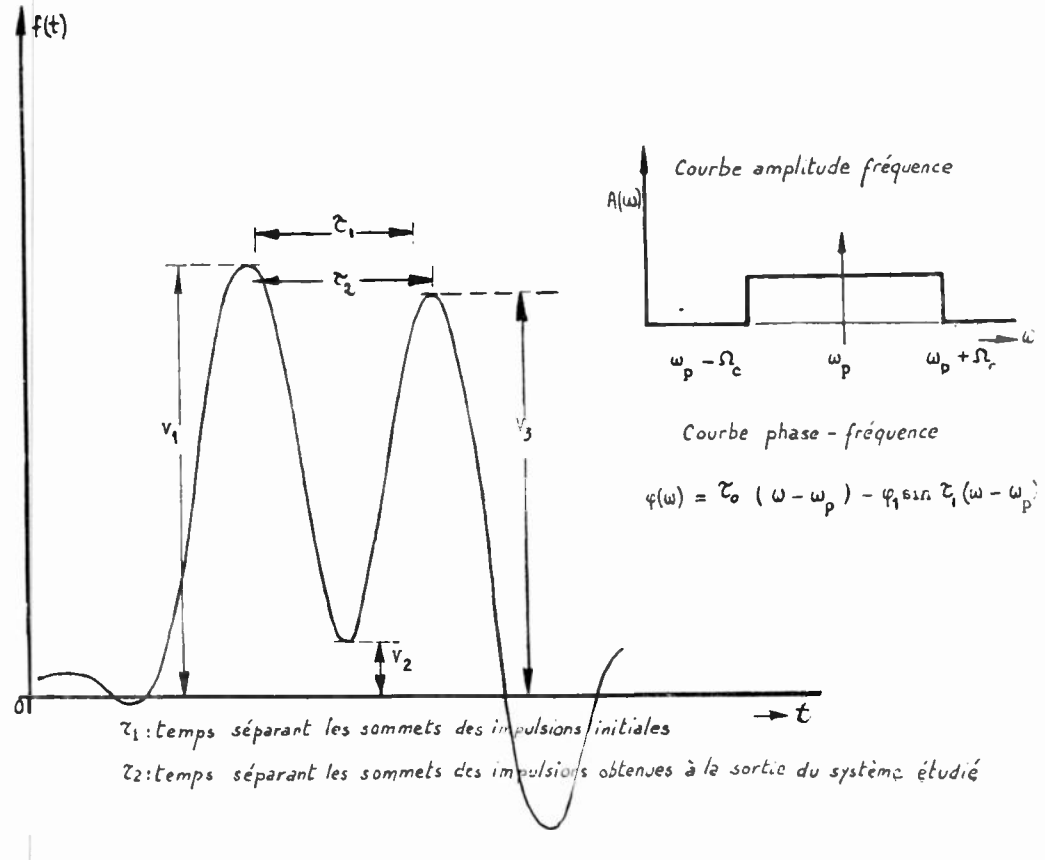


FIG. 22. — Transmission d'une paire d'impulsions brèves dans un système de transmission à bande latérales symétriques (ou dans un amplificateur video).

Remarque : 1) La distorsion de phase *fait apparaître une différence* entre l'amplitude V_1 de la première impulsion de la paire et l'amplitude V_2 de la seconde impulsion, *elle produit aussi une suite* importante *d'oscillations amorties* après la décroissance de la seconde impulsion.

2) L'amplitude résiduelle V_2 du signal entre les deux impulsion est causée surtout par la limitation de la bande amplitude-fréquence du système de transmission.

3) L'accroissement du temps séparant les sommets des deux impulsions $\tau_2 > \tau_1$ vient de la distorsion de phase, il est lié aux oscillations qui suivent le front arrière de la première impulsion.

1 — Une différence entre l'amplitude V_1 de la première impulsion de la paire et l'amplitude V_3 de la seconde impulsion. Cette différence d'amplitude est due à *la distorsion de phase*.

2 — *Une suite* importante d'oscillations amorties après la décroissance de la seconde impulsion.

3 — Une amplitude résiduelle V_2 principalement occasionnée par la limitation de la bande de fréquences.

4 — Un accroissement du temps séparant les sommets des deux impulsions $\tau_2 > \tau_1$, où τ_1 est l'espacement initial entre les milieux des impulsions.

Cet accroissement de temps vient de la distorsion de phase, il est lié aux oscillations qui suivent le front arrière de la première impulsion.

3°) Transmission d'une paire d'impulsions dans un système à bandes latérales asymétriques.

La figure 23 donne les courbes amplitude — fréquence et retard de groupe — fréquence d'un récepteur de haute qualité à faible rapport de dissymétrie.

a) La courbe amplitude fréquence HF + FI présente une valeur sensiblement constante dans la bande intégralement transmise jusqu'à 10 Mc/s de la porteuse.

b) La courbe de retard de groupe, en FI, est constante dans la bande intégralement transmise jusqu'à 8 Mc/s de la porteuse ; après elle varie sous l'effet de la variation brusque de la courbe d'amplitude, variation qui a lieu à une fréquence plus élevée mais fait percevoir plus tôt son effet sur la phase et le retard de groupe

$$\tau_g = \frac{d\tau_\varphi}{d\omega}$$

c) La courbe de retard de groupe est constante autour du point de porteuse (à ± 500 kc/s).

Nous allons maintenant étudier la transmission de paires d'impulsions dans le récepteur de haute qualité dont la figure 23 donne les courbes d'amplitude et de retard. Les signaux transmis sont obtenus après passage dans un amplificateur video qui n'a pratiquement pas de distorsion de phase et dont la courbe d'amplitude est constante jusqu'à 10 Mc/s.

Les paires d'impulsions à spectre limité de la figure 24 *b* montrent que la transmission de ces impulsions *s'effectue sans distorsions de phase*, le signal de sortie restant symétrique. L'atténuation des fréquences élevées est faible puisque la valeur minimum du signal au centre de la paire d'impulsions passe de 86 % à 80 % entre le générateur HF démodulé et le signal de sortie sur la cathode du TRC du récepteur.

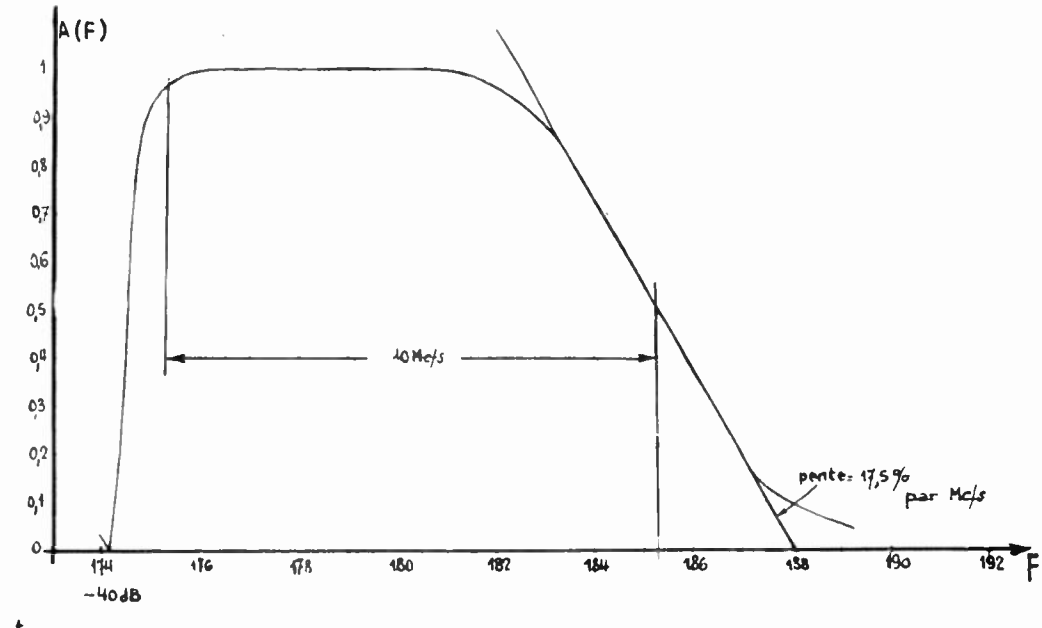


FIG. 23 *a*. — Fonction amplitude fréquence, HF+FI, d'un récepteur à bandes latérales asymétriques. $d = 4{,}5$.

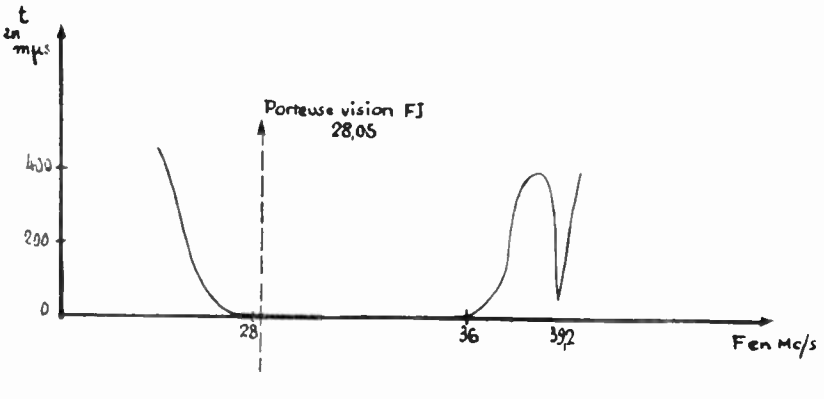


FIG. 23 *b*. — Courbe de retard de groupe F I.

Remarque : la courbe video passe par les points suivants :

Fréquence en Mc/s :	0	3	6	9	12	15
Amplitude :	1	1	1,1	1,2	1,15	1

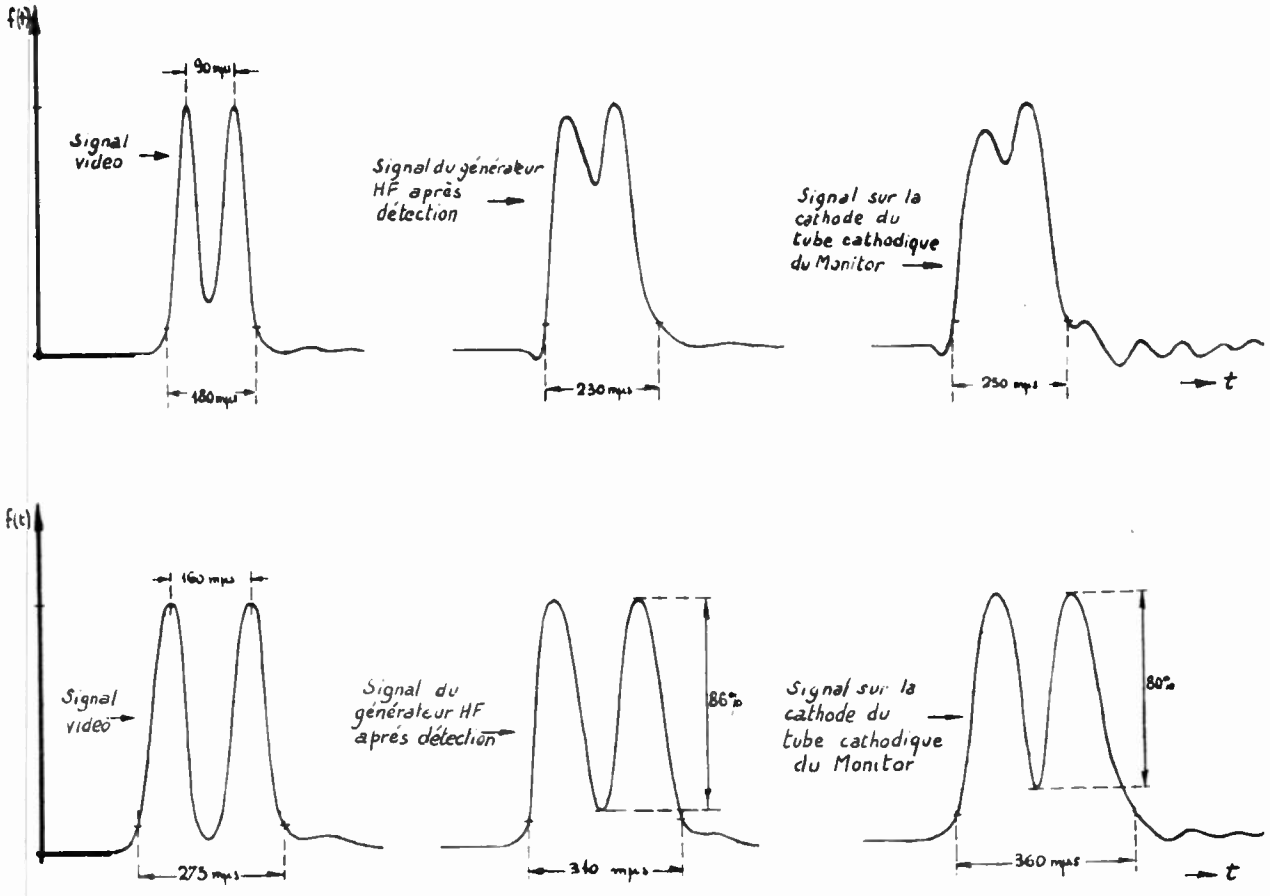


FIG. 24 *a*, *b*. — Etude de la transmission d'un couple d'impulsions dans un système de transmission à bandes asymétriques.

La figure 24 *a* donne un exemple de paires d'impulsion à spectre trop étendu pour que la transmission soit correcte.

La figure 25 montre des paires d'impulsions ayant un spectre de fréquences dont l'étendue se situe entre les spectres des impulsions des figures 24 *a* et 24 *b*. Le spectre de fréquences des paires d'impulsions de la figure 25 permet d'atteindre l'extrémité des fréquences transmises par le récepteur sans atténuation excessive. A cet endroit, la distorsion de phase apparaît ainsi que la courbe de retard de groupe de la figure 23 nous l'a montré. La distorsion de phase est mise en évidence sur la paire d'impulsions recueillie à la sortie du récepteur, c'est elle qui cause la dissymétrie de la paire d'impulsions.

Cet exemple montre que l'utilisation de paires d'impulsions, à spectre limité de largeur variable, peut préciser la bande de fréquence à partir de laquelle la distorsion de phase apparaît.

Note : Les courbes expérimentales correspondant aux différentes paires d'impulsions et à certaines

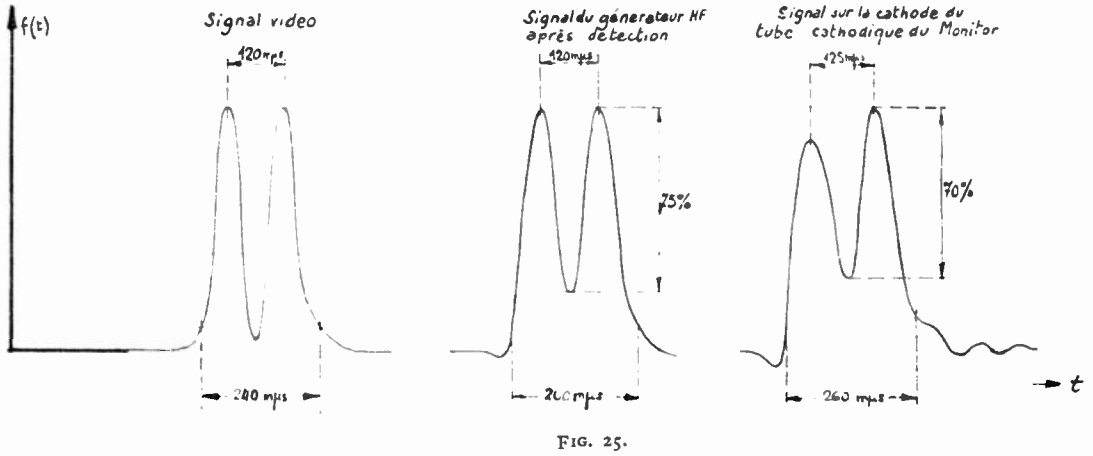


FIG. 25.

réponses transitoires, ont été obtenues dans notre Laboratoire par M. Plantin.

Production des paires d'impulsions.

Les paires d'impulsions sont obtenues à partir d'un générateur d'impulsions classique (Hewlett-Packard 212 A par exemple).

L'impulsion produite par le générateur est mise en forme, dans le cas de signaux à spectre limité à l'aide d'un circuit convenable. Elle est ensuite appliquée à une boîte de mélange utilisant une ligne à retard. La figure 25 *b* donne un exemple d'un tel système à la sortie duquel on recueille une paire d'impulsions dont les sommets sont espacés en fonction de la longueur du câble HF 75 PD qui a été utilisé.

Transmission d'impulsions positives et négatives.

Nous allons étudier la transmission d'impulsions positives et négatives sur un récepteur de haute qualité à faible rapport de dissymétrie et faible distorsion de phase.

La figure 26 donne les courbes amplitude-fréquence et retard de groupe-fréquence de ce récepteur. La coupure des fréquences élevées de modulation, dans la bande entièrement transmise, est moins rapide que celle du récepteur de la figure 23. En conséquence, la courbe de retard de groupe de la figure 26 est moins perturbée que celle de la figure 23 et on peut considérer comme pratiquement linéaire, la courbe de phase correspondant à la courbe de retard de groupe de la figure 26.

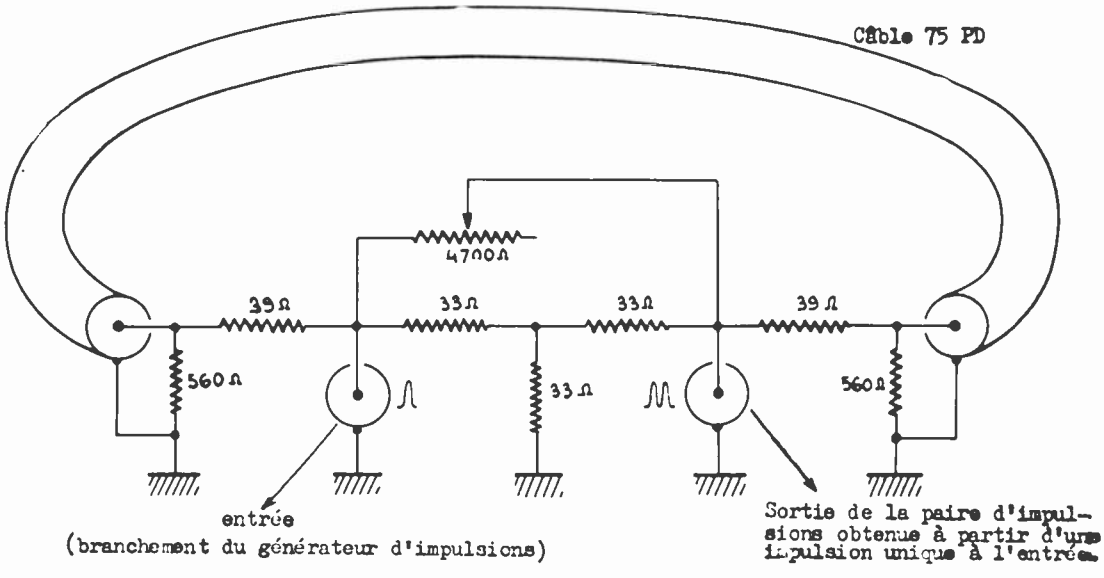


FIG. 25 *b*.

Des réalisations identiques dans le principe, mais avec des valeurs de résistances différentes, peuvent être effectuées sous un encombrement moindre en utilisant des câbles HACKETAL (Hanovre) dont les caractéristiques sont les suivantes :

Type	*Diamètre extérieur*	*Impédance*	*Affaiblissement par µs.*	*Retard au mètre*
H.H. 2000	10 mm	2 200 ω	3 dB à 15 Mc/s	0,35 µs
H.H. 1500	10 mm	1 500 ω	3 dB à 15 Mc/s	0,26 µs

On peut également obtenir une très intéressante réalisation avec une ligne à retard continuellement variable fabriquée par ADVANCE (U.S.A.). Les caractéristiques de cette ligne sont : type 506 D, dont le retard va de 0 à 370.10^{-9} s ; Impédance ; 240 ω : Affaiblissement : nul de 0 à 10 Mc/s.

Examinons maintenant les régimes transitoires qui sont donnés figures 27 et 28 en sens positif et négatif pour différents taux de modulation. On remarque, dans chacune des impulsions, une dégradation de la raideur des flancs des signaux en fonction du taux de modulation ; celle-ci est provoquée par l'effet du signal « parasite » lié au principe du système de transmission à bande latérale asymétrique. L'effet du signal « parasite » apparaît également dans la différence qui existe entre un signal positif et un signal négatif modulé à 100 % (figures 27 *f* et 28 *f*). Le signal positif possède un empâtement en pied qui n'apparaît pas dans le signal négatif. Tout ceci est conforme à la théorie (référence III) et montre qu'un système de transmission à bandes latérales asymétriques fonctionnant à un taux de modulation élevé doit être analysé avec des signaux de sens positifs et des signaux de sens négatifs. Ceci revient à dire qu'en télévision à modulation positive il faut utiliser des impulsions de mesure correspondant à des variations noir-blanc et blanc-noir, le comportement du système de transmission n'étant pas identique dans ces deux cas.

Conclusions.

Après avoir montré la possibilité d'insérer un certain nombre de « *signaux types* » *dans l'effacement vertical* en télévision, sans perturber la transmission normale des images, nous avons précisé :

1° L'intérêt de tous ces « signaux types », en raison du caractère non linéaire des systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques.

2° L'influence sur les régimes transitoires de « défauts » d'amplitude et de phase dans les fonctions de transmission.

3° Les propriétés des signaux à spectre « étendu » et des signaux à spectre « limité ».

Nous avons donné de nombreux résultats d'études et de mesures, qui font apparaître l'importance des « signaux types ». Enfin, nous avons souligné l'intérêt que présentent les paires d'impulsions à spectre limité et montré la nécessité d'utiliser, dans certains cas, des impulsions *positives et négatives* (traits blancs sur fond noir, traits noirs sur fond blanc).

Le travail que nous venons d'effectuer est un complément à l'étude théorique des systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques, que nous avons précédemment publiée (réf. III).

BIBLIOGRAPHIE

I. A DUBEC. — « Contrôle des récepteurs de télévision » à paraître dans le *Bulletin de l'U E R*

II. D.C. ESPLEY. — « Système de Télécommunications en régimes transitoires », *Onde Electrique*. Déc. 1947.

III. L. BOURASSIN. — « Les systèmes de télévision à bandes latérales asymétriques », *Onde Electrique*. Nov. et Déc. 1954.

IV. H.A. SAMULON. — « Video Measurements employing transient techniques » *P.I.R.E.* Mai 1956.

V. L.J. LIBOIS. — « Faisceaux Hertziens et systèmes de modulation ». Editeur Chiron, Paris.

VI. H.J. GRIESE und P. KLOPF. — Über die Bedentung von Phasenfehlern für die Bildgute bei Fernschübertragungen ». *Elektronische Rundschau*, 8, 1956.

VII. J. TASSO. — « Notes sur les problèmes pratiques relatifs à l'insertion de « signaux types » dans l'effacement vertical en télévision ». A paraître dans *l'Onde Electrique*.

VIII. P. BREANT. — Mesures électriques (tome 2). Editeur Eyrolles,Paris.

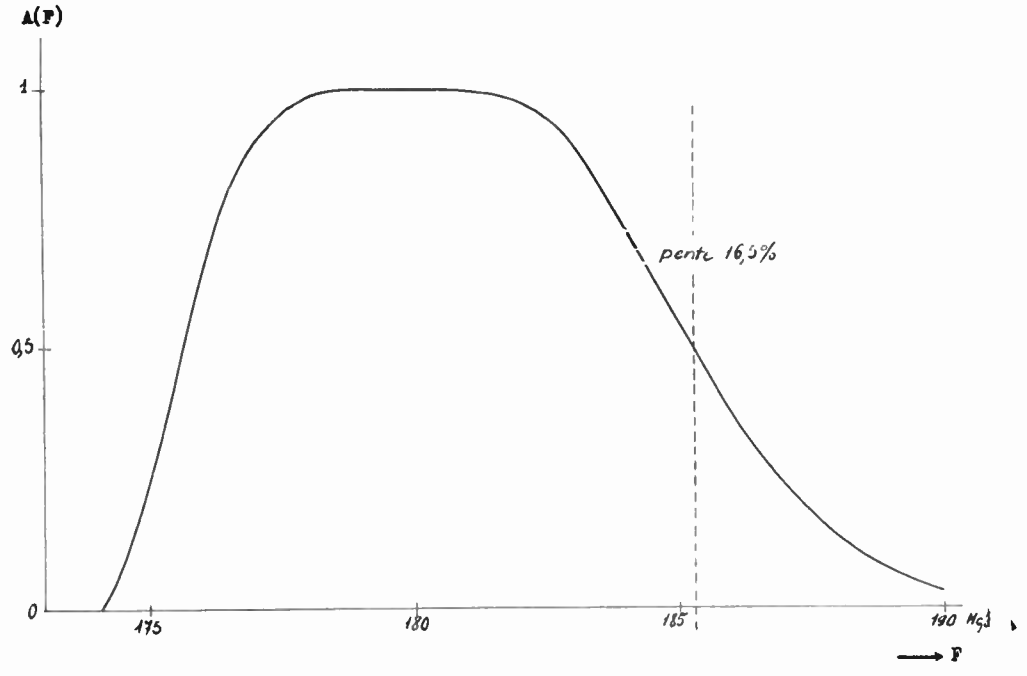


FIG. 26 *a*. — Courbe amplitude fréquence.

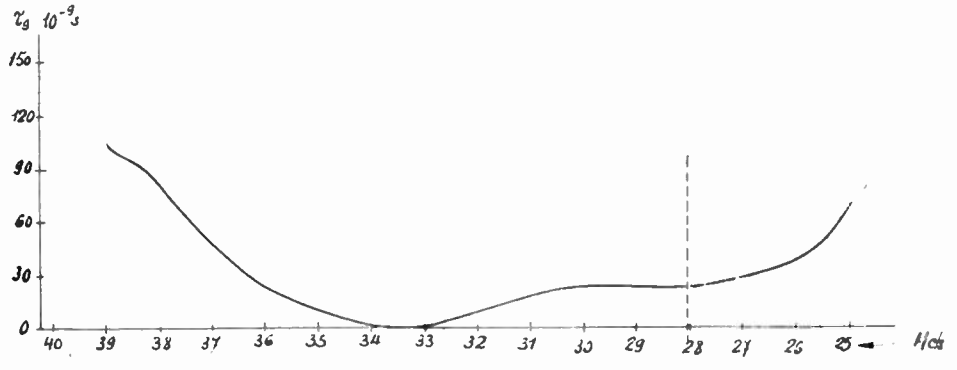


FIG. 26 *b*. — Courbe de retard de groupe F.I. du Monitor N2.

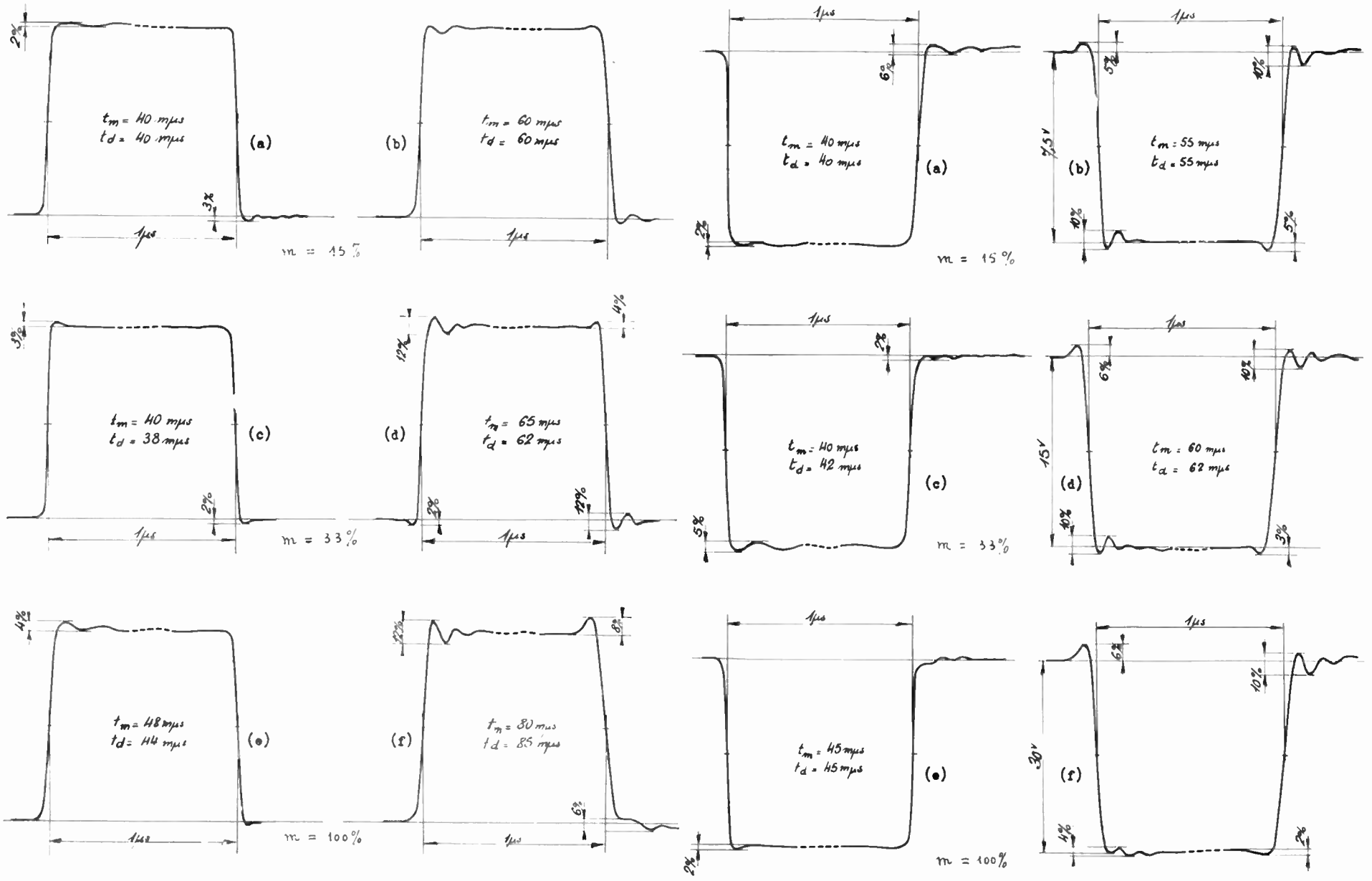


FIG. 27 *a, b, c, d, e, f.* — Transmission dans un système à B.L.A. d'un signal rectangulaire positif de 1 µs de durée, étude en fonction du taux de modulation.
à gauche : signaux obtenus à la sortie du générateur HF après détection.
à droite : signaux obtenus à la sortie video du récepteur à B.L.A.

FIG. 28 *a, b, c, d, e, f.* — Transmission dans un système à B.L.A. d'un signal rectangulaire négatif de 1 µs de durée, étude en fontion du taux de modulation.
à gauche : signaux obtenus à la sortie du générateur HF après détection.
à droite : signaux obtenus à la sortie video du récepteur à B.L.A.

ANNEXE

Etude des perturbations apportées aux réponses transitoires et impulsionnelles d'un réseau par la présence de petites variations ou « défauts » dans la fonction de transfert de ce réseau.

***

Nous considérons un réseau idéalisé dont la fonction de transmission est ;

$$A(\omega) = K \qquad \text{pour } 0 < \omega < \infty$$
$$\varphi(\omega) = \tau_0 \omega \qquad \text{pour } 0 < \omega < \infty$$

et nous calculons les réponses transitoires et impulsionnelles lorsque ce réseau est affecté des « défauts » suivants ;

a) La fonction de transmission à un « défaut » d'amplitude (Voir figure A-1).

b) La fonction de transmission à un « défaut » de phase (Voir figure A-2).

1er Cas. — Réponses transistoires.

A — Cas d'un « défaut » d'amplitude (figure A-1).

La fonction amplitude fréquence $A(\omega)$ peut être considérée comme la somme de deux fonctions ;

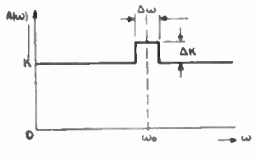
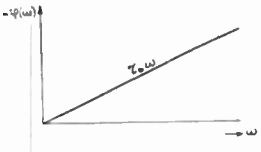
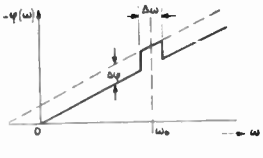


Fig. a 1

Fig. a 2





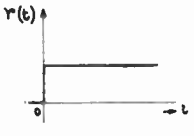


Fig. a 3

$$A_1(\omega) = K \qquad \text{pour } 0 < \omega < \infty$$
$$A_2(\omega) = \Delta K \qquad \text{pour } \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$$

et la fonction phase fréquence a pour expression

$$\varphi(\omega) = \tau_0\omega \qquad \text{pour } 0 < \omega < \infty$$

La transmission du signal unité (figure A-3).

$$\Upsilon(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin \omega t}{\omega}\, d\omega$$

dans un passe-bas quelconque, donne un signal résultant dont l'expression est ;

$$(1) \qquad \boxed{F(t) = \frac{A_0}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{A(\omega)\sin\left[\omega t - \varphi(\omega)\right]}{\omega}\, d\omega}$$

où $A(0)$ est l'amplitude de la fonction de transfert pour $\omega = 0$

$A(\omega)$ est l'amplitude de la fonction de transfert pour ω quelconque

et $\varphi(\omega)$ est l'angle de phase de la fonction de transfert pour une pulsation quelconque : dans l'expression du signal résultant on a noté $-\varphi(\omega)$ pour que le retard de phase $\tau_\varphi = \dfrac{\varphi(\omega)}{\omega}$ soit positif, ce retard de phase correspond au temps de propagation d'une onde de pulsation ω, dans le système de transmission défini par $\varphi(\omega)$ et $A(\omega)$.

Cherchons, maintenant, le signal à la sortie de la fonction de transfert définie par $A_1(\omega)$, $A_2(\omega)$ et $\varphi(\omega)$. Il vient :

$$F(t) = K\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{\sin\omega(t-\tau_0)}{\omega}\, d\omega\right] + \frac{\Delta K}{\pi}\left[\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin\omega(t-\tau_0)}{\omega}\, d\omega\right]$$

$$F(t) = K\Upsilon(t-\tau_0) + \frac{\Delta K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin\omega(t-\tau_0)}{\omega}\, d\omega$$

Donc à la sortie de la fonction de transfert on trouve un signal composé de deux termes ;

1) Le signal $K\Upsilon(t-\tau_0) = F_i(t)$ qui est de même forme que le signal incident mais K fois plus grand et retardé dans le temps de τ_0.

2) Le signal

$$\frac{\Delta K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{A\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{A\omega}{2}} \frac{\sin\omega(t-\tau_0)}{\omega}\, d\omega$$

correspond au « défaut » d'amplitude, c'est un signal perturbateur que nous noterons F_{da} : on a donc ;

$$F(t) = F_i(t) + F_{da}(t)$$

Remarque ; Si la bande $A_1(\omega)$ était limitée à ω_c, on obtiendrait une expression du même type que $F(t)$ et $F_{da}(t)$ serait inchangé si $\omega_0 + \Delta\omega/2 < \omega_c$, mais la limite supérieure de l'intégrale $F_i(t)$ deviendrait ω_c au lieu d'être $+\infty$, donc on aurait ;

$$F_{i\omega c}(t) = K\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int_0^{\omega c} \frac{\sin\omega(t-\tau_0)}{\omega}\, d\omega\right]$$

La figure 9 donne $F_{i\omega c}(t)$ et $F_{da}(t)$.

Calculons F_{da}, en effectuant un changement de variable afin d'intégrer autour de ω_0, il vient ;

$$F_{da} = \frac{\Delta K}{\pi}\int_{-\frac{\Delta\omega_0}{2}}^{\frac{\Delta\omega_0}{2}} \frac{\sin(\omega_0+\Delta\omega)(t-\tau_0)}{\omega_0+\Delta\omega}\, d(\Delta\omega)$$

et puisque $\Delta\omega \ll \omega_0$, en négligeant au dénominateur $\Delta\omega$ devant ω_0, on peut écrire.

$$F_{da} = -\frac{\Delta K}{\pi}\cdot\frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{1}{t-\tau_0}\cos(\omega_0 + \Delta\omega)(t-\tau_0)\Bigg|_{-\frac{\Delta\omega_0}{2}}^{\frac{\Delta\omega_0}{2}}$$

$$= \frac{-\Delta K}{\pi \omega_0 (t-\tau_0)} \left[\cos\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_0}{2}\right)(t-\tau_0) - \cos\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega_0}{2}\right)(t-\tau_0) \right]$$

$$= \frac{+\Delta K}{\pi \omega_0 (t-\tau_0)} \cdot 2 \sin \omega_0 (t-\tau_0) \cdot \sin \frac{\Delta\omega_0}{2} (t-\tau_0)$$

Lorsque le signal incident est la fonction « unité », le signal correspondant au « défaut » d'amplitude peut encore s'écrire :

$$(2) \qquad F_{ca}(t) = \frac{\Delta K}{\pi} \cdot \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega_0}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega_0}{2}(t-\tau_0)} \cdot \sin \omega_0 (t-\tau_0)$$

B — Cas du défaut de phase (figure A-2).

La fonction amplitude-fréquence $A(\omega)$ est constante

$$A(\omega) = K \qquad \text{pour } 0 < \omega < \infty$$

La fonction phase-fréquence $\varphi(\omega)$ peut être considérée comme la somme de deux fonctions ;

$$\varphi_1(\omega) = \tau_0 \omega \text{ pour } 0 < \omega < \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \text{ et } \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < \infty$$

$$\varphi_2(\omega) = \tau_0 \omega + \Delta\varphi \text{ pour } \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$$

En appliquant le signal unité à ce système de transmission, on obtient le signal de sortie suivant :

$$F(t) = K \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin [\omega t - \varphi_2(\omega)]}{\omega} d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}}^{\infty} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega \right]$$

or ; $\sin [\omega t - \varphi_2(\omega)] = \sin [\omega (t-\tau_0) - \Delta\varphi]$

En développant $\sin [\omega (t-\tau_0) - \Delta\varphi]$ et pour $\Delta\varphi$ petit

en faisant $\cos \Delta\varphi \# 1$ et $\sin \Delta\varphi \# \Delta\varphi$, on a :

$$\int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin [\omega t - \varphi_2(\omega)]}{\omega} d\omega = \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega$$

$$- \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \Delta\varphi \cdot \frac{\cos \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega$$

Et $F(t)$ devient .

$$F(t) = K \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega \right.$$

$$+ \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega - \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \Delta\varphi \frac{\cos \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}}^{\infty} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega \right]$$

$$= K \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega (t-\tau_0)}{\pi} d\omega - \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \Delta\varphi \frac{\cos \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega \right]$$

$$= K \Upsilon(t-\tau_0) - \frac{K}{\pi} \int_{\omega_1 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\Delta\varphi \cos \omega (t-\tau_0)}{\omega} d\omega$$

A la sortie du système de transmission, on trouve un signal composé de deux termes ;

1° Le signal $K \Upsilon(t-\tau_0) = F_i(t)$ qui est de même forme que le signal incident, mais K fois plus grand et retardé dans le temps de τ_0.

2° Le signal $- \frac{K}{\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\Delta\varphi \cos (t-\tau_0)}{\omega} d\omega$

qui correspond au « défaut » de phase : c'est un signal perturbateur que nous noterons F_{dp}, on a donc :

$$F(t) = F_i(t) + F_{dp}(t)$$

Pour $A(\omega)$ limité à ω_c, la remarque faite au paragraphe précédent s'applique ici et la figure 10 donne $F_{i\omega c}(t)$ et $F_{dp}(t)$

Calculons F_{dp} en effectuant un changement de variable afin d'intégrer autour de ω_0 ; F_{dp} devient alors :

$$- \Delta\varphi \int_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{+\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{\cos (\omega_0 + \Delta\omega)(t-\tau_0)}{\omega_0 + \Delta\omega} d(\Delta\omega)$$

Et puisque $\Delta\omega \ll \omega_0$, on peut écrire :

$$\frac{-\Delta\omega}{\omega_0} \int_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\frac{\Delta\omega}{2}} \cos (\omega_0 + \Delta\omega)(t-\tau_0) \, d(\Delta\omega)$$

$$= + \frac{\Delta\varphi}{\omega_0 (t-\tau_0)} \sin (\omega_0 + \Delta\omega)(t-\tau_0) \Bigg|_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{+\frac{\Delta\omega}{2}}$$

$$= \frac{\Delta\varphi}{\omega_0 (t-\tau_0)} 2 \sin \frac{\Delta\omega}{2} (t-\tau_0) \cdot \cos \omega_0 (t-\tau_0)$$

A partir de cette équation, on obtient le signal correspondant au « défaut » de phase en multipliant l'expression ci-dessus par K/π, et en l'écrivant sous la forme suivante :

$$(3) \qquad F_{dp}(t) = \frac{K}{\pi}\Delta\varphi \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)} \cdot \cos\omega_0(t-\tau_0)$$

2e Cas. — Réponses impulsionnelles.

Le signal impulsion ;

$$f(t) = \begin{cases} A & \text{pour } -\frac{\delta}{2} < t < \frac{\delta}{2} \\ 0 & \text{pour } -\frac{\delta}{2} > t > \frac{\delta}{2} \end{cases}$$

prend le nom d'impulsion « unité » quand $A\delta = 1$ avec $A \to \infty$ il s'écrit sous forme analytique ;

$$f(t) = \frac{A\delta}{\pi}\int_0^\infty \cos\omega t\, d\omega - \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \cos\omega t\, d\omega.$$

et, après transmission dans un passe-bas quelconque

$$h(\omega) = H(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$$

il devient :

$$(4) \qquad v(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty H(\omega) \cdot \cos\left[\omega t - \varphi(\omega)\right] d\omega$$

A — Cas du défaut d'amplitude (Figure A-1).

Cherchons à l'aide de l'équation (4), le signal à la sortie de la fonction de transmission définie plus haut par $A_1(\omega)$; $A_2(\omega)$ et $\varphi(\omega)$, c'est-à-dire la fonction ayant un défaut d'amplitude : il vient :

$$v(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty K\cos\left[\omega(t-\tau_0)\right] d\omega + \frac{1}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \Delta K\cos\left[\omega(t-\tau_0)\right] d\omega$$

A la sortie de la fonction de transmission on trouve donc un signal composé de deux termes :

1° Le terme $Kf(t-\tau_0) = v_i(t)$, de même forme que le signal incident mais K fois plus grand et retardé du temps τ_0.

2° Le signal :

$$+\frac{\Delta K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\left[\omega(t-\tau_0)\right] d\omega$$

c'est le signal perturbateur qui correspond au « défaut » d'amplitude, nous le notons v_{da} et il vient :

$$v(t) = v_i(t) + v_{da}(t)$$

Calculons v_{da} ;

$$v_{da} = -\frac{\Delta K}{\pi}\cdot\frac{1}{t-\tau_0}\left[\sin\omega(t-\tau_0)\right]_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}$$

$$= -\frac{\Delta K}{\pi}\frac{1}{t-\tau_0}\left[\sin\left(\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}\right)(t-\tau_0) - \sin\left(\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}\right)(t-\tau_0)\right]$$

$$= \frac{\Delta K}{\pi}\frac{1}{t-\tau_0} \cdot 2\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0) \cdot \cos\omega_0(t-\tau_0)$$

$$(5) \qquad v_{da}(t) \quad \frac{\Delta K}{\pi} \cdot \Delta\omega \frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)} \cos\omega_0(t-\tau_0)$$

B — Cas du défaut de phase (Figure A-2).

Déterminons à partir de l'équation (4) le signal à la sortie de la fonction de transmission définie par $A(\omega)$, $\varphi_1(\omega)$ et $\varphi_2(\omega)$, c'est-à-dire la fonction ayant un « défaut » de phase : il vient :

$$v(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\omega(t-\tau_0)\, d\omega + \frac{1}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\left[\omega t - \varphi_2(\omega)\right] d\omega + \frac{1}{\pi}\int_{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}^{\infty} K\cos\omega(t-\tau_0)\, d\omega$$

Calculons :

$$\frac{1}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\left[\omega t - \varphi_2(\omega)\right] d\omega = \frac{K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\left[\omega t - (\tau_0\omega + \Delta\varphi)\right] d\omega = \frac{K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\omega(t-\tau_0) \cdot \cos\Delta\varphi\, d\omega + \frac{K}{\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \sin\omega(t-\tau_0)\sin\Delta\varphi\, d\omega$$

Pour $\Delta\varphi$ petit, on a $\sin \Delta\varphi \# \Delta\varphi$, $\cos \Delta\varphi \# 1$ et la première intégrale peut s'incorporer aux première et troisième intégrales du second membre de $v\,(t)$ et il vient :

$$v\,(t) = \frac{K}{\pi}\int_0^{\infty} \cos\omega\,(t-\tau_0)\,d\omega + \frac{K}{\pi}\Delta\varphi \int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \sin\omega\,(t-\tau_0)\,d\omega$$

A la sortie de la fonction de transmission, le signal $v\,(t)$ est composé de deux termes.

1° Le terme $Kf\,(t-\tau_0) = v_i\,(t)$, de même forme que le signal incident mais K fois plus grand et retardé de τ_0.

2° Le signal

$$\frac{K}{\pi}\Delta\varphi \int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \sin\omega\,(t-\tau_0)\,d\omega$$

C'est le signal perturbateur qui correspond au « défaut » de phase, soit v_{dp} ce signal il vient :

$$v\,(t) = v_i\,(t) + v_{dp}\,(t)$$

Calculons v_{dp} ;

$$v_{dp} = \frac{K}{\pi}\Delta\varphi \cdot \frac{1}{t-\tau_0}\left[\cos\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right)(t-\tau_0) + \cos\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right)(t-\tau_0)\right]$$

ou

$$(6) \qquad v_{dp}\,(t) = \frac{K}{\pi}\Delta\varphi \cdot \Delta\omega \frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)} \cdot \sin\omega_0\,(t-\tau_0)$$

3e Cas — Réponse impulsionnelle avec spectre « limite ».

Examinons un signal dont le spectre de fréquence est constant jusqu'à une fréquence donnée f_c

$$\varphi\,(\omega) = \frac{1}{2f_c} \quad \text{pour } |\omega| < \omega_c$$

$$\varphi\,(\omega) = 0 \quad \text{pour } |\omega| > \omega_c$$

L'intégrale de Fourier de ce signal est :

$$f\,(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi\,(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega c}^{+\omega c} \frac{1}{2f_c}\,(\cos\omega t + j\sin\omega t)\,d\omega$$

En raison de la symétrie des limites de l'intégrale, il reste :

$$(7) \qquad f\,(t) = \frac{1}{\omega_c}\int_0^{\omega c} \cos\ \omega t\ d\omega$$

L'application du signal défini par l'intégrale de Fourier :

$$f\,(t) = \frac{1}{\omega_c}\int_0^{\omega c} \cos\ \omega t\ d\omega$$

au système de transmission défini précédemment donne pour le *cas de distorsion d'amplitude* seule (Figure A-1).

$$u\,(t) = \frac{1}{\omega_c}\int_0^{\omega c} K\ \cos\omega\ (t-\tau_0\,d\omega + \frac{1}{\omega_c}\,\Delta K \int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\ \omega\ (t-\tau_0)\ d\omega$$

Le premier terme du second membre représente le signal incident à une translation près dans le temps et une amplification K : le second terme est le signal parasite dû au défaut d'amplitude, il s'écrit ;

$$u_{da} = \frac{\Delta K}{\omega_c}\frac{1}{t-\tau_0}\left[\sin\ \omega\ (t-\tau_0)\right]_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}$$

$$= \frac{\Delta K}{\omega_c}\frac{1}{t-\tau_0} \cdot 2\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0) \cdot \cos\ \omega_0\,(t-\tau_0)$$

$$(8) \qquad u_{da}\,(t) = \Delta K \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \cdot \frac{\sin\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau_0)} \cdot \cos\ \omega_0\,(t-\tau_0)$$

Pour le *cas de la distorsion de phase* on a : (Voir figure A-2)

$$u\,(t) = \frac{1}{\omega_c}\int_0^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\omega\,(t-\tau_0)\,d\omega + \frac{1}{\omega_c}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\left[\omega t - \varphi_2\,(\omega)\right]\,d\omega + \frac{1}{\omega_c}\int_{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega c} K\cos\ \omega\ (t-\tau_0)\,d\omega$$

Calculons ;

$$\frac{1}{\omega_c}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} K\cos\left[\omega t - \varphi_2\,(\omega)\right]\,d\omega$$

$$= \frac{K}{\omega_c}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\left[\omega\,t - (\tau_0\,\omega + \Delta\varphi)\right]\,d\omega$$

$$= \frac{K}{\omega_c}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \cos\omega\,(t-\tau_0)\cos\Delta\varphi\,d\omega\ +$$

$$\ldots\ldots + \frac{K}{\omega_c} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \sin \omega (t - \tau_0) \sin \Delta\varphi \, d\omega$$

Pour $\Delta\varphi$ petit on a ; $\Delta\varphi \neq \Delta\varphi$ et $\cos \Delta\varphi \neq 1$ la première intégrale peut s'incorporer aux première et troisième intégrales du second membre de $u(t)$ et il vient :

$$u(t) = \frac{K}{\omega_c} \int_0^{\omega c} \cos \omega (t - \tau_0) \, d\omega + \frac{K}{\omega_c} \Delta\varphi \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \sin \omega (t - \tau_0) \, d\omega$$

Le premier terme du second membre a même forme que le signal incident mais est retardé de τ_0 et est K fois plus grand : le second terme est le signal perturbateur :

$$u_{dp} = \frac{K}{\omega_c} \Delta\varphi \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \sin \omega (t - \tau_0) \, d\omega$$

il s'écrit :

$$(9) \qquad u_{dp}(t) = K \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} (t - \tau_0)}{\frac{\Delta\omega}{2} (t - \tau_0)} \cdot \sin \omega_0 (t - \tau_0)$$

L'EFFET HALL DANS LES SEMI-CONDUCTEURS ET SES POSSIBILITÉS D'APPLICATION

PAR

L. KOCH et G. LAMBERT

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Introduction.

Le phénomène de base, découvert en 1879 par le physicien américain HALL est absolument général. Cependant son amplitude dans le cas de métaux (mis à part le bismuth) est trop faible pour donner lieu à des applications. Dans les semi-conducteurs au contraire, l'effet Hall peut atteindre facilement 10^6 fois la valeur qu'il a dans le cas des métaux ; aussi depuis le développement des semi-conducteurs les applications de l'effet Hall deviennent-elles de plus en plus nombreuses.

Après avoir rappelé le principe et les formules de base de l'effet Hall et les problèmes liés à la réalisation pratique des sondes, quelques applications en physique nucléaire et en électronique seront brièvement décrites, une attention particulière étant donnée à la mesure des champs magnétiques.

I. Formules fondamentales de l'effet Hall [1].

Soit une plaquette d'un corps solide parcouru par un courant d'intensité I, placée dans une induction magnétique B (Fig. 1). Par suite des actions

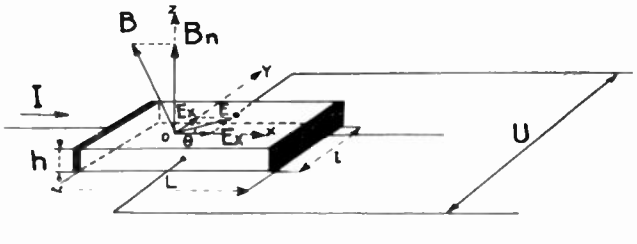


FIG. 1

mécaniques exercées par l'induction B sur les électrons en mouvement, à l'équilibre le champ électrique E n'est plus colinéaire au vecteur courant, l'angle 0 entre le vecteur champ électrique initial E_x et le vecteur E étant tel que $t_g\,0 = \dfrac{E_y}{E_x} = \mu\, B_n$ (1) où μ est la mobilité des porteurs de charge (supposés d'un seul type) et B_n la composante de l'induction normale à la plaquette. Si l'on place 2 électrodes sur les faces de la plaquette perpendiculaires à l'axe OY en 2 points situés initialement sur la même équipotentielle, la différence de potentiel qui apparait est telle que : $U = k\,\dfrac{B_n\, I}{h}$ (2) ; h est l'épaisseur de la plaquette, k, appelé coefficient de Hall est négatif dans le cas d'une conductibilité électronique ; on a $k = \dfrac{\pm A}{n\,e}$ (3) (n densité de charges libres, e charge de l'électron, A coefficient statistique, le signe $\pm$ étant lié au signe des porteurs de charges supposés d'un seul type).

Des formules (2) et (3) on peut déduire :

1° U sera d'autant plus important que le nombre de porteurs de charges sera moins grand : cas des semi-conducteurs intrinsèques à basse température.

2° U variera avec la température comme n, donc comme exp. $\dfrac{\Delta E}{kT}$, ΔE étant de l'ordre de 1 eV pour les semi-conducteurs intrinsèques et de 10^{-2} eV pour les semi-conducteurs extrinsèques.

3° Seule l'épaisseur de la plaquette dans la direction Oz figure dans l'équation (2), il est intéressant de chercher les conditions dans lesquelles U est maximum, en se fixant une valeur maximum z de la puissance injectée dans la plaquette par unité de surface.

On a $U = kB\sqrt{\dfrac{\sigma\, Wl}{Lh}}$ (4), σ conductivité du

cristal, W puissance totale injectée d'où :

$$U_{max} = kB\,I\sqrt{\frac{\sigma z}{h}} \quad (5).$$

On voit l'intérêt d'utiliser des plaquettes larges et minces.

Dans le cas où le cristal possède une conductivité par trous et par électrons les formules générales déduites de la théorie quantique sont les suivantes :

[2]
$$\sigma = e\,(n\,\mu_n + p\,\mu_p) \quad (6)$$

$$k = \frac{3\,\pi}{8}\,\frac{p - nb^2}{e(p + n\,b)^2} \quad (7)$$

avec $b = \dfrac{\mu_n}{\mu_p}$

où σ est la conductivité

n la densité d'électrons libres

p la densité de trous libres

μ_n, μ_p les mobilité respectives des électrons et des trous.

On retrouve la formule (3) dans le cas où les porteurs de charge sont d'un seul type. Des formules (3), (6) et (7) et des variations des divers paramètres avec la température on peut déduire les grandeurs fondamentales d'un cristal semi-conducteur : niveaux d'énergie électroniques, mobilités, densité des charges.

Dans la formule (5) en remplaçant k et σ par leur valeur en fonction de la densité de charges d'un seul type on a :

$$U_{max} = \frac{3\,\pi}{8}\,B\,I\sqrt{\frac{z}{h}\,\frac{\mu_n}{ne}} \text{ varie comme } \sqrt{k\,\mu_n} \quad (8)$$

On voit l'intérêt des substances à grande mobilité puisque n ne peut être pris arbitrairement petit. Le tableau 1 donne quelques valeurs relatives à divers matériaux.

TABLEAU I

Substance	Résistivité Ω cm	Coefficient de Hall $cm^3\,A^{-1}\,s^{-1}$	Mobilité $cm^2\,v^{-1}\,s^{-1}$	d.d.p. max. (variant comme $\sqrt{k\,\mu_n}$)	$\frac{1}{k}\frac{dk}{dT}$ % par °C	Rendement maximum d'un générateur Hall en charge
Métaux (a)	1 à 10.10^{-6}	5 à 100.10^{-6}	10 à 100	10^{-2} à 10^{-1}		
Bismuth (b)	$1{,}8.10^{-3}$	5 à 10	5 000	160 à 220	0,4	0,1 %
Germanium (type N) (b)	1	4 250	3 500	3 900	5.10^{-3}	
	5	21 000	3 600	8 700	0,3	
	25	87 000	3 600	17 000	4	0,1 %
Silicium (type N) (b)	1	1 420	1 200	1 300	négligeable	
	4	7 100	1 200	2 900	négligeable	
Arséniure d'indium (type N) (b)	5.10^{-3}	115	23 000	1 500	6.10^{-3}	
	2.10^{-2}	570	28 000	4 000	0,15	
	1.10^{-1}	3 700	35 000	11 000	3	8 %
Antimoniure d'indium (intrinsèque) (b)	8.10^{-3}	380	65 000	4 900	2	16 %
type N (c)	3.10^{-4}	21	60 000	1 100	0.1	

(a) F. SEITZ. Théorie Moderne des Solides. Masson et Cie. 1949.

(b) I.M. Ross et al. [20].

(c) Mesures effectuées sur les échantillons fabriqués par M. RODOT (Laboratoire de Magnétisme du C.N.R.S)..

On voit que les matériaux susceptibles de donner des différences de potentiel de Hall importantes avec un coefficient de température aussi faible que possible sont le Germanium de résistivité 1 Ω–cm, le Silicium de 4 Ω–cm. Avec des performances à peu près égales l'arséniure et l'antimoniure d'Indium présentent en plus l'intérêt d'avoir une mobilité électronique considérable.

II. Réalisation d'une sonde à effet Hall.

Nous avons étudié dans la 1re partie l'effet produit par un champ uniforme sur un conducteur

homogène parcouru par un courant continu de densité uniforme, et supposé implicitement que les charges accumulées sur les côtés du conducteur ne pouvaient s'évacuer. Ce cas serait, pratiquement celui de la région centrale d'un conducteur de longueur infiniment grande, placé dans un champ homogène et constant, la d.d.p. de Hall étant mesurée en circuit ouvert.

Nous allons examiner rapidement les corrections à apporter dans les cas pratiques de mesure du coefficient de Hall lorsqu'on veut une précision supérieure à 10 %.

1 — Effet de court-circuit des électrodes de commande.

Si l'on veut avoir une répartition uniforme de la densité de courant dans toute la section du conducteur, sans allonger celui-ci exagérément, on est conduit à utiliser des électrodes d'amenée de courant, ou « de commande », couvrant toute la section de la sonde. Le matériau constituant ces électrodes, ayant une conductivité très élevée par rapport à celle des semi-conducteurs, agit comme s'il court-circuitait la différence de potentiel de Hall. Cet effet a été étudié théoriquement et expérimentalement. Le paramètre intervenant est le rapport largeur sur longueur $\left(\frac{l}{L}\right)$ de l'échantillon [3] [4]. La formule (2) doit être corrigée par un facteur $f\left(\frac{l}{L}\right)$

$$U = k \frac{B_n I}{h} f\left(\frac{l}{L}\right) \qquad (9)$$

L'étude théorique donne pour f l'expression [5]

$$f\left(\frac{l}{L}\right) = \frac{8}{\pi^2} \frac{L}{l} \sum_{\lambda=0}^{\infty} \left[(-1)^{\lambda} \frac{\tan h \frac{2}{2\lambda+1} \pi \frac{l}{L}}{(2\lambda+1)^2} \right] \cos \frac{2\lambda+1}{2} \pi \frac{x}{L}$$

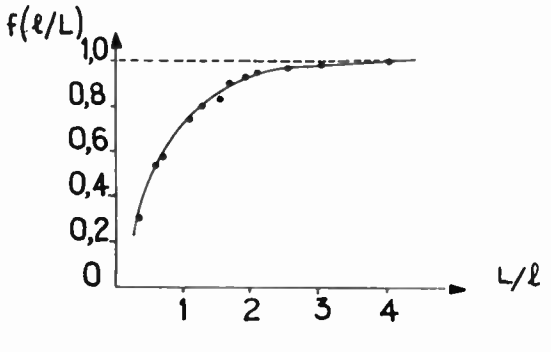


Fig. 2

L'allure de la fonction f, pour $x = 0$, donnée figure 2, a été également obtenue par F. Kuhrt [3]. On constate que pour $L = l$, $f = 0{,}7$ tandis que pour $L = 2\,l$, $f = 0{,}9$. Pour $\frac{L}{l} \geqslant 4$, f a pratiquement atteint sa valeur maximum 1.

2. — Effet des petites inhomogénéités du cristal.

Considérons le cas simple d'un cristal constitué de cubes élémentaires de résistivité faible, ρ_1 séparés par des films fins de substance de résistivité plus élevée ρ_2 [6] (Fig. 3).

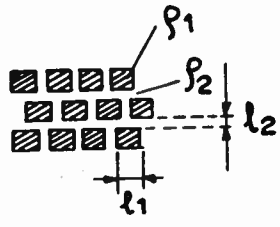


Fig. 3

La résistivité apparente de ce conducteur sera :

$$\rho \# \rho_1 + \frac{l_2}{l_1} \rho_2 \qquad (11)$$

Si ρ_2 est très grand, ρ peut être sensiblement différent de ρ_1. On démontre au contraire que la constante de Hall apparente K reste pratiquement inchangée :

$$K \# K_1$$

Ce résultat très important permet l'utilisation d'éléments polycristallins, et de couches évaporées. Si les mesures effectuées sont destinées à la détermination de la mobilité μ proportionnelle à $\frac{K}{\rho}$, on voit donc que l'on trouvera ainsi une valeur trop petite.

Si on effectue alors des mesures de résistivité à fréquence croissante, les zones de grande résistivité se comportent comme des capacités, et la valeur trouvée tend asymptotiquement vers la limite ρ_1.

3 — Effet Hall en champ inhomogène.

Etant donné les dimensions de la sonde, on admet que le champ ne varie pas dans les directions parallèles à son épaisseur et sa largeur. En ce qui concerne les variations longitudinales, si le champ varie linéairement $\left(\frac{\partial B}{\partial x} = Cte\right)$ et si les électrodes de Hall sont placées rigoureusement à mi-longueur, le champ mesuré est celui qui règne au niveau des électrodes. [7]

4 — Réglage du zéro magnétique.

Pour que, en l'absence de toute induction magnétique la tension entre les électrodes de Hall soit nulle, il faut que ces deux électrodes soient rigoureusement sur la même équipotentielle. Ceci est d'autant plus difficile à réaliser que les électrodes sont plus larges. Malheureusement, à courant de commande constant, cette différence de potentiel varie en fonction de l'induction magnétique, par effet de magnéto-résistance, et se superpose à la tension de Hall proprement dite. Le réglage du zéro de l'appareil de mesure, dans une induction magnétique nulle, ne saurait donc compenser cet effet.

Dans les méthodes classiques de mesures, on se contentait de réduire autant que possible cet effet, par un réglage soigné des électrodes. On peut toutefois, utiliser le montage proposé par F. Kuhrt [3] ou celui plus rigoureux, dû à Aigran [8].

5 — Différence de potentiel de Hall en charge.

Si les électrodes de Hall sont réunies aux bornes d'une résistance de charge R, il se produit un courant dans le circuit secondaire ainsi constitué. La sonde de Hall se comporte alors en générateur, et la d.d.p. de Hall en charge n'est plus une fonction linéaire de B. Cet effet se fait d'autant plus sentir que l'adaptation générateur-charge est meilleure.

A partir de l'équation (4) on peut démontrer que le rendement d'un tel générateur est proportionnel au carré de la mobilité. Si on se reporte au tableau 1, on voit alors le grand intérêt des composés dits intermétalliques.

Remarquons du reste que si ces électrodes de Hall sont traversées par un courant I_2, les électrodes de commande deviennent elles-mêmes électrodes de Hall, pour ce courant secondaire.

On peut écrire [9] :

$$U_1 = R_1 i_1 + KB i_2$$

$$U_2 = KB i_1 - R_2 i_2$$

où :

U_1 est la d.d.p. entre électrodes de commande.

U_2 est la d.d.p. entre électrodes de Hall.

R_1 est la résistance interne entre électrodes de commande.

R_2 est la résistance interne entre électrodes de Hall.

i_1 est l'intensité du courant de commande

i_2 est l'intensité du courant de Hall.

Le coefficient de proportionnalité K est bien le même dans les expressions de U_1 et U_2 [10]. Ceci tient à la linéarité de tous les phénomènes en fonction de I.

En conclusion, nous voyons que, suivant les applications : le matériau de base, la densité et le type des impuretés, les dimensions de la plaquette, la taille et l'emplacement des électrodes, et le circuit extérieur de la sonde de Hall sont parfaitement déterminés.

III. Possibilités d'application.

Si nous nous reportons, à nouveau à l'équation (2) :

$$U = k \frac{B_n I}{h}$$

Nous pouvons remarquer 4 faits qui sont à la base de toutes les applications de l'effet Hall.

1° U est proportionnelle au coefficient de Hall k du cristal, grandeur qui dépend de la température, de la densité de charges libres figurant dans le cristal, et du rapport de leur mobilité dans le cas général. Nous avons vu que la mesure de k donne, combinée avec une mesure de conductivité la mobilité et la densité des porteurs de charges, paramètres reliés directement à l'état cristallin.

2° U est proportionnelle au produit de 2 grandeurs. Donc, si nous représentons 2 grandeurs physiques ou mathématiques, l'une sous la forme d'une induction magnétique, l'autre sous la forme d'une intensité de courant, nous avons là un moyen de concrétiser le produit de ces grandeurs.

3° U est proportionnelle à une induction magnétique, et non à sa variation, comme c'est le cas pour la force électromotrice d'induction. Nous avons donc un moyen de transformer une grandeur magnétique, difficilement utilisable et mesurable, en une grandeur électrique.

4° U est proportionnelle à la composante normale de l'induction magnétique. Nous avons donc un moyen de traduire directement une rotation en grandeur électrique.

1 — Proportionnalité de la tension de Hall au coefficient de Hall.

Nous n'allons examiner ici que les applications en physique nucléaire de la connaissance du coefficient de Hall.

Depuis les travaux de E.P. Wigner en 1943 qui montra que d'intenses variations de structure sous l'influence des radiations nucléaires pouvaient être attendues dans les matériaux utilisables pour construire des réacteurs atomiques, de nombreuses études ont été entreprises pour élucider l'effet des radiations nucléaires sur les solides.

La grande sensibilité des caractéristiques électroniques des semi-conducteurs à l'action des radiations nucléaires rend ces corps très précieux. Les premières études expérimentales datent de 1948 [11] [12] LARK-HOROVITZ et ses collaborateurs constatèrent que l'irradiation de cristaux de germanium et de silicium dans un cyclotron ou un réacteur atomique modifie la conductivité et le coefficient de Hall des cristaux d'une manière incompatible avec le taux d'impuretés introduit par réaction nucléaire. Les changements observés dans le signe et le nombre des porteurs de charges furent reliés aux niveaux d'énergie localisés introduits par le bombardement (création de lacunes et d'atomes interstitiels) ; le fait que ces variations soient « guéries » par une élévation appropriée de température confirme ces vues.

Ce sont les mesures de coefficient de Hall qui permettent d'obtenir directement la variation du nombre de porteurs de charges en fonction du taux d'irradiation ; en effet les variations de conductivité tiennent compte à la fois des variations du nombre de porteurs de charge, et de leur mobilité (équation 8) or cette dernière variation peut être du même ordre de grandeur ou même supérieure dans certains cas à la variation du nombre de porteurs de charge.

Le tableau II [13] donne le nombre d'électrons de conduction supprimés dans le Ge par particule nucléaire incidente et par cm de parcours, celui-ci est indiqué dans le cas où il est inférieur à l'épaisseur de l'échantillon.

et de la mesure des flux de particules nucléaires. Nous allons examiner rapidement ce dernier point. Les flux minima mesurables par étude de la variation du nombre de porteurs de charges sont de l'ordre de 10^{11} neutrons rapides de fission et 10^{15} rayons γ de 1 MeV par cm². Ces flux de neutrons sont obtenus en 1/10 s dans un réacteur atomique moyen. La gamme de mesure peut atteindre 6 décades. Ces détecteurs d'un encombrement très réduit doivent permettre un contrôle continu du flux reçu [14].

D'autre part lorsqu'on irradie avec des neutrons par exemple un échantillon de germanium de type N, il y a conversion en germanium de type P ; au cours de la conversion la conductivité passe par un minimum et le coefficient de Hall subit une brusque discontinuité accompagnée d'un changement de signe, ceci peut être utilisé comme caractéristique sensible d'un taux d'irradiation déterminé ajustable par les propriétés électroniques initiales du cristal et la température d'irradiation.

Il faut noter que le germanium et le silicium ne sont pas les seuls cristaux utilisables, les cristaux du type III-V par exemple ont un comportement intéressant. L'étude du coefficient de Hall en fonction de la température d'échantillons d'antimoniure d'indium irradiés par des neutrons rapides [15] ont montré l'apparition de 3 types de défauts susceptibles de modifier les concentrations de porteurs de charges ; l'étude de l'arséniure de gallium, semiconducteur très semblable au germanium, a également été entreprise [16].

TABLEAU II

Particule	Energie / MeV	Température d'irradiation / °K	Epaisseur de l'échantillon (ou parcours) / cm	$-dn/d(nvt)$ / cm^{-1}
Neutrons	Spectre du réacteur	300		3,2
particules α	5,3	300	$1,9 \times 10^{-3}$	4100 5000
Deutons	9,6	205	$1,5 \times 10^{-2}$	1100
Electrons	1,5	77	$4,5 \times 10^{-2}$	1,3
		300	$4,5 \times 10^{-2}$	0,6
	3,0	300	$1,6 \times 10^{-1}$	1,4
	4,5	90	?	8
		205	?	3,7

L'influence de la guérison des défauts est visible sur le tableau II, le choix de la température d'irradiation permet d'obtenir des vitesses d'apparition de défauts très différentes.

D'autre part, la mesure du coefficient de Hall en fonction de la température pour des échantillons ayant subi des taux d'irradiation différents permet de mesurer les niveaux d'énergie introduits par l'irradiation. Cette étude a une grande importance théorique ; les applications qui nous intéressent ici relèvent du domaine de la technologie des réacteurs

2 — PROPRIÉTÉS MULTIPLICATRICES.

Soient 2 grandeurs physiques représentées par les forces électromotrices V_1 et V_2 (figure 4).

Le cristal est alimenté par V_2 et placé normalement à l'induction magnétique créée par V_1 dans l'enroulement E, on recueille entre les électrodes de Hall A et B une différence de potentiel :

$$U = \frac{k}{h} a_1 a_2 V_1 V_2 \qquad (13)$$

Cette différence de potentiel peut être utilisée directement (appareil de mesure ordinaire, relai) ou amplifiée. Un cas particulier est la mesure des puissances électriques. Les intervalles de temps moyen entre 2 collisions électroniques dans les

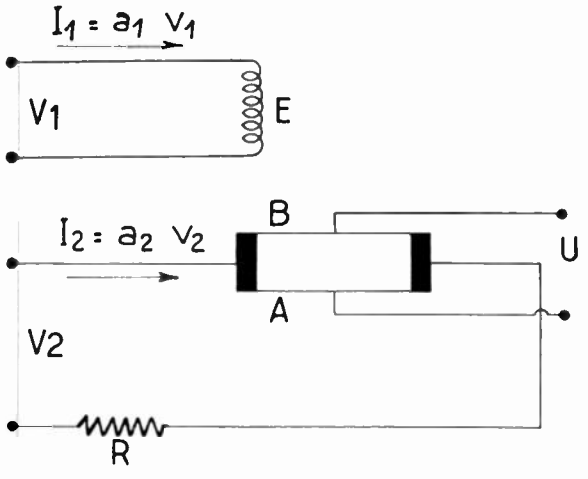


Fig. 4

cristaux utilisables étant de l'ordre de 10^{-12} s, ces applications sont encore valables en haute-fréquence jusqu'à 10^{10} hertz environ. Le cristal placé dans un guide d'onde fournira une différence de potentiel de Hall proportionnelle à la puissance haute-fréquence présente dans le guide [17] (figure 5).

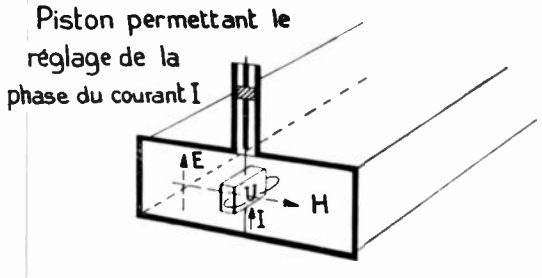


Fig. 5

Si V_1 est continue et que le cristal est placé dans un champ alternatif la différence de potentiel de Hall est alternative et son amplitude est proportionnelle à V_1, on a réalisé un vibreur.

Si les différences de potentiel V_1 et V_2 représentent des nombres on aura facilement leur produit ou leur rapport, d'où l'utilisation des sondes de Hall dans les machines à calcul [18].

Cette application est encore limitée à l'heure actuelle par la petitesse des différences de potentiel mises en jeu par l'effet Hall.

Une application spectaculaire dans le domaine de l'énergie atomique est la programmation champ magnétique-fréquence du synchrotron à protons prévue au C.E.R.N.

La relation à réaliser est $f = f_0 \frac{B}{\sqrt{B^2 + B_0^2}}$ (14) dans laquelle f est la fréquence, B l'induction magnétique, f_0 et B_0 des paramètres caractéristiques de la machine. Le calculateur à sonde de Hall fournit une différence de potentiel U_1 qui varie avec B suivant l'équation précédente, la fréquence f est d'autre part proportionnelle à U_1.

Notons enfin que de véritables circuits logiques peuvent être réalisés à l'aide d'une sonde de Hall et d'un circuit magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire [19].

3 — Proportionnalité a l'induction magnétique.

La première application de cette propriété consiste dans le mesure de l'induction magnétique B.

L'intérêt des mesures magnétiques par effet Hall réside d'abord dans la simplicité des opérations et de l'appareillage, lorsqu'on les compare aux méthodes classiques de mesure, même moins précises. D'ailleurs, à l'exception des méthodes utilisant la résonance nucléaire, valables seulement dans le cas de champs uniformes et constants, et qui ne permettent pas de préciser la direction de ce champ, aucune méthode ne semble pouvoir donner de résultats plus précis. De plus, la petitesse des sondes utilisées permet une mesure quasi ponctuelle d'une composante donnée du vecteur champ. La gamme des mesures possibles avec chaque sonde va de quelques gauss à quelques dizaines de kilogauss. (Des sondes spécialement conçues permettent de descendre au milligauss). Enfin, le circuit de mesure peut être distant de quelques dizaines de mètres : ceci permet d'effectuer des mesures dans des régions d'accès difficile (entrefer exigu, présence de rayonnements) et sans changement de sonde en cours de manipulation.

Nous étudierons plus loin en détail cette application.

4 — Proportionnalité a la seule composante normale de l'induction.

Si α est l'angle du vecteur induction magnétique et de la normale au cristal, la grandeur mesurée est proportionnelle à $B \cos \alpha$, elle est maximum pour $\cos \alpha = 1$. On peut donc mesurer une composante faible d'une induction magnétique intense. D'autre part si on cherche à mesurer l'orientation du vecteur induction, on aura intérêt à se placer au voisinage de $\alpha = 90°$. La sensibilité angulaire est alors maximum : dans le champ magnétique terrestre on peut ainsi détecter la minute d'arc [20].

IV. Exemple de mise en œuvre d'une application de l'effet Hall :

Réalisation d'un magnétomètre de précision.

1 — On se propose de réaliser un appareil permettant la mesure des champs magnétiques usuels dans les électroaimants soit de 200 à 12 000 gauss, avec une précision de l'ordre de 10^{-4}.

2 — L'étude précédente nous montre qu'il est nécessaire de choisir pour la sonde un matériau dont le coefficient de Hall, aussi grand que possible variera peu avec la température, et permettra d'obtenir un effet aussi grand que possible. Pour des raisons techniques, notre choix s'est porté sur les substances intermétalliques mentionnées au tableau 1, arséniure d'indium Siemens type FA 21, antimoniure d'indium fabriqué par M. Rodot*.

La différence de potentiel de Hall étant plus élevée, en circuit ouvert, et la réponse beaucoup plus linéaire, en fonction de B, nous adopterons une méthode de mesure par opposition.

3 — Remarquons que la sonde de Hall ne perturbera pas le champ magnétique, à 10^{-5} près, en raison de sa perméabilité magnétique proche de celle du vide. D'autre part, le courant de commande ne perturbera pas la composante normale au plan de la plaquette, en raison de la disposition adoptée pour les électrodes de commande (fig. 6).

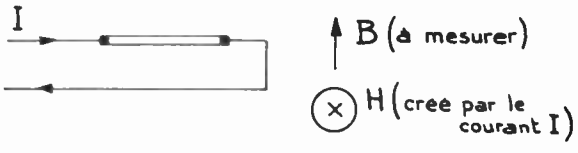


Fig. 6

De la même façon, on peut disposer les électrodes de Hall de façon à annuler toute f.e.m. d'induction provenant de la variation de B en fonction du temps.

4 — *Effets thermoélectriques parasites* [1]

Conjointement à la d.d.p. U, il apparait une différence de température entre les électrodes de Hall, (effet Ettingshausen) (fig. 7).

D'autre part, si un courant thermoélectrique circule dans une lamelle, placée perpendiculairement à une induction magnétique B, une différence de potentiel U' apparaît entre les électrodes de Hall (effet Nernst) (fig. 8).

Conjointement à cette d.d.p. il apparait alors une différence de température entre les électrodes de Hall (effet Righi-Leduc) (fig. 9).

Ces effets seront négligeables à la précision des mesures (10^{-3} – 10^{-4}) dans le cas de cristaux peu conducteurs (h et n petits) en présence de gradients de température ne dépassant pas 1/2 degré par cm.

Au cas où des gradients de température importants, se produiraient autour de la sonde, on peut s'en protéger en enfermant cette dernière dans une petite enceinte isotherme, en cuivre.

5 — Une légère courbure des caractéristiques (U, B) résultera obligatoirement de la non ponctualité des électrodes de Hall, et de la variation en

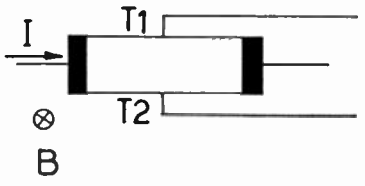


Fig. 7

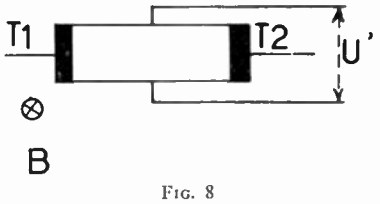


Fig. 8

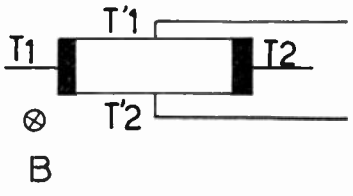


Fig. 9

fonction de B, de la composante de U d'origine purement ohmique (décalage des électrodes).

Ce phénomène sera accentué, lorsque l'induction magnétique dépassera une certaine valeur de l'ordre de 11 000 gauss à la température ordinaire, par une légère diminution du coefficient de Hall.

Le circuit de mesure devra tenir compte de ces effets et les corriger dans la mesure du possible.

Principe du circuit de mesure :

La tension de Hall fournie par la sonde ne dépassant pas 10 mV et la précision cherchée étant 10^{-3} à 10^{-4}, l'emploi de circuits et de tubes électroniques paraît inadéquat. On a donc réalisé un pont de mesure dérivé du pont de Wheatstone, et utilisé en courant continu, qui permet la mesure des tensions par une méthode d'opposition. Dans ce montage, toutes les grandeurs sont proportionnelles au courant débité par la source de tension continue, ce qui permet de négliger les petites variations du courant d'alimentation.

Le schéma de principe en est donné figure 10.

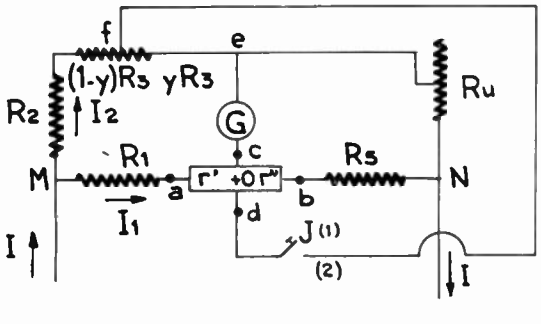


Fig. 10

* Laboratoire de magnétisme du C.N.R.S.

1er *temps* : J. ouvert. On règle R_4 de façon à ramener le galvanomètre G à zéro. Il ne passe aucun courant dans les électrodes de Hall. Les points *e* et *c* sont alors au même potentiel.

2e *temps* : J. fermé. On déplace le curseur *f* le long de R_3 jusqu'à ramener le galvanomètre *G* au zéro. On a alors retrouvé la répartition des potentiels du 1er temps et l'on a entre *e* et *f* la même différence de potentiel qu'entre *c* et *d*. Le déplacement de *f* mesure donc la tension de Hall *U*. R_3 est un hélipot directement gradué en champ magnétique.

La réponse de ce montage est linéaire à 0,1 % près, dans des domaines de champ de environ 2 000 oersteds. Un premier type d'appareil a donné une précision finale de 0,2 %, mais la sensibilité nettement plus grande, permettra d'améliorer ce résultat.

Le décalage des électrodes de Hall peut être compensé et entre en jeu dans le réglage de la linéarité.

Il est possible d'éliminer les effet des variations de température au moyen de résistances à coefficient thermique négatif insérées dans le montage et placées au voisinage de la sonde.

Un appareil de ce type a permis le contrôle des valeurs du champ magnétique de l'aimant déflecteur du Van de Graaf de 2 MeV. D'autres appareils sont utilisés au tracé des cartes de champ. Une précision de 2 % a été obtenue dans la mesure de gradients de 500 oersteds par cm dans un champ de 2 000 oersteds environ [21].

Conclusion.

Les quelques applications nucléaires, électroniques, magnétométriques, du coefficient ou de la différence de potentiel de Hall que nous venons de passer en revue élargissent encore la gamme des possibilités d'utilisation des matériaux semi-conducteurs. Ces applications ne sont pratiquement pas limitées par la fréquence des phénomènes étudiés. D'autre part, l'état de surface n'intervenant pas, la durée de vie des sondes à effet Hall apparaît illimitée. Nous avons vu également que moyennant certaines précautions, la réponse des éléments à effet Hall pouvait atteindre une précision inusitée en électronique.

Ces caractères donnent aux sondes à effet Hall une place à part, parmi les dispositifs semi-conducteurs. Si nous ajoutons que leur fabrication est grandement facilitée par l'absence de toute jonction, et la possibilité d'utiliser des éléments polycristallins, nous comprendrons l'importance de ce nouveau dispositif dans la technique moderne.

BIBLIOGRAPHIE

[1] O. Lindberg. *Proc. I.R.E.*, 1952, 40, 4, 1414.

[2] W. Shockley. Electrons and Holes in semiconductors. D. Van Nostrand Inc. N.Y. 1950.

[3] F. Kuhrt, *Siemens Z.*, 1954, 28, 370.

[4] W.F. Flanagan, P.A. Flinn, B.L. Averbach, *Rev. Sci. Instr.* 1954, 25, 593.

[5] I. Isenburg, B.R. Russell, R.F. Greene, *Rev. Sci. Instr.* 1948, 19, 10, 685.

[6] J. Volger, *Phys. Rev.* 1950, 79, 1 023.

[7] R.D. Redin, G.C. Danielsow. Ames. Lab. Iowa State College, Déc. 1955.

[8] P. Aigrain, *Ann. Rad. El.* 1954, 9, 35, 44.

[9] F. Kuhrt, W. Hartel, *Arch. Electrotech. Dtsch*, 1957, 43, 1, 1.

[10] R.F. Wick. *Journal of Applied Physics* 1954, 6, 741.

[11] Lark-Horowitz et al. *Phys. Rev.* 1948, 73, 1256.

[12] Lark-Horowitz. *Phys. Rev.* 1948, 73, 1255.

[13] J.H. Crawford. *Progress in semiconductors* n° 2.

[14] B. Cassen, T. Crough, H. Gass. *Nucleonics* 1955, 13, 3, 58.

[15] W. Cleland, J.H. Crawford. *Phys. Rev.* 1954, 93, 894 et Phys. Rev. 1954, 95, 1177.

[16] W. Cleland, J.H. Crawford. *Phys. Rev.* 1955, 100, 1614.

[17] H.E.M. Barlow, S. Kataoka. *Institution of Electrical Engineers* 1958, 105, B, 19, 53.

[18] L. Lofgren. Journée internationales de calcul analogique, 1956, 111.

[19] J. Vermot-Gaud (Université de Grenoble). Non publié.

[20] I.M. Ross, E.W. Saker, N.A.C. Thompson. *Journal of Sci Instr.* 1957, 34, 12, 479.

[21] L. Koch, G. Lambert, J.B. Bellicard. *Bul. d'Inf. Sci. et Tech. du C.E.A.* 1958, n° 18.

MESURE PAR SCINTILLATION DES FAIBLES ACTIVITÉS DU CARBONE 14 ET DU TRITIUM

PAR

R. BIBRON

Ingénieur, Département d'Electronique
Service d'Electronique physique
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

La technique du comptage à l'aide d'un scintillateur liquide, auquel on incorpore l'échantillon dont on désire mesurer l'activité, permet à la fois d'éliminer l'auto-absorption de la source et d'obtenir la géométrie de détection la plus favorable. Ces conditions sont essentielles aux mesures d'émetteurs bêta de faible énergie et de faible activité. Cette méthode permet encore d'offrir aux rayonnements parasites (cosmique et gamma) des volumes de détection réduits pour une quantité appréciable de l'échantillon à étudier. Ainsi, on peut introduire 8 g de carbone dans un scintillateur liquide de 20 cm³, alors qu'on en introduirait seulement 0,7 g dans un compteur proportionnel de 1 200 cm³, rempli de CO_2 sous une pression de 1 atmosphère [1,2].

Toutefois, les impulsions de faible amplitude, produites par des rayonnements d'énergie inférieure à 50 keV, sont noyées dans le bruit de fond d'origine thermique des photomultiplicateurs, limitant ainsi le rendement de détection à 50 % environ pour le carbone 14 (énergie maximum : 150 keV) et rendant les mesures d'activité du tritium (énergie maximum 18 keV) pratiquement impossibles. On peut cependant réduire ce bruit de fond, en utilisant une méthode de mesure par coïncidence ou en refroidissant les photomultiplicateurs, ou mieux encore, en employant simultanément les deux procédés. Nous avons réalisé un appareil et perfectionné ces méthodes en vue des mesures des très faibles activités du carbone 14 et du tritium.

Principe de l'appareil.

Le scintillateur contenant l'échantillon radioactif est observé par 2 photomultiplicateurs : P.M. *a* et *b* Fig. 1. Après une amplification convenable un sélecteur de coïncidence laisse passer vers l'échelle de comptage les impulsions simultanées dues au scintillateur, mais rejette les impulsions de bruit de fond désordonnées produites indépendamment par chacun des P.M.

Parmi ces dernières, seules seront comptées comme impulsions coïncidentes, celles qui, provenant de *a* et *b*, seront émises dans un intervalle de temps inférieur au temps de coïncidence. Elles sont appelées coïncidences fortuites.

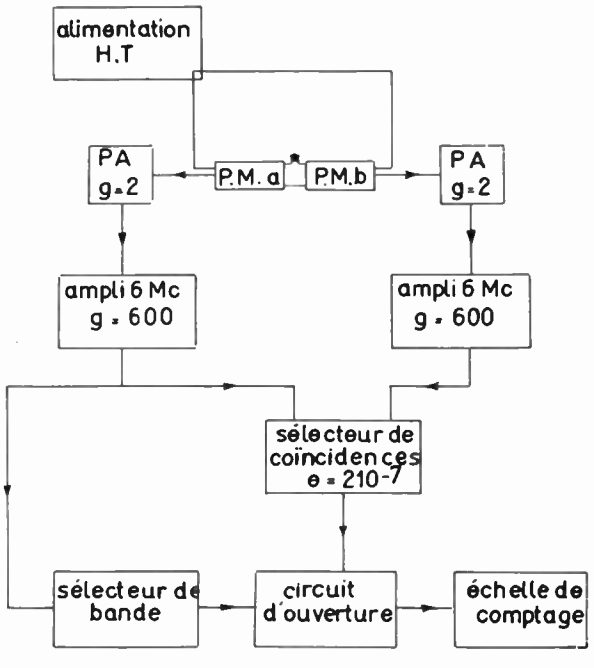


FIG. 1. — Schéma de l'appareillage électronique.

Le nombre de coïncidences fortuites est donné par la relation :

$$N_f = N_a \cdot N_b \, 2\tau$$

N_f : nombre de coïncidences fortuites par seconde.

N_a, N_b : nombre d'impulsions par seconde provenant de a et b.

τ : temps de résolution de la coïncidence en seconde.

Cette relation montre qu'on pourra abaisser le taux de coïncidences fortuites, d'une part, en donnant à τ une valeur aussi faible que possible, d'autre part, en réduisant N_a et N_b par refroidissement des P.M. Nous verrons ultérieurement la nécessité d'un tel refroidissement pour le comptage des bêta d'énergie inférieure à 20 keV.

Description.

Un meuble de réfrigération, à cellule thermostatée (fig. 2) assure le refroidissement des P.M. Le culot de ces derniers et les éléments de la chaîne

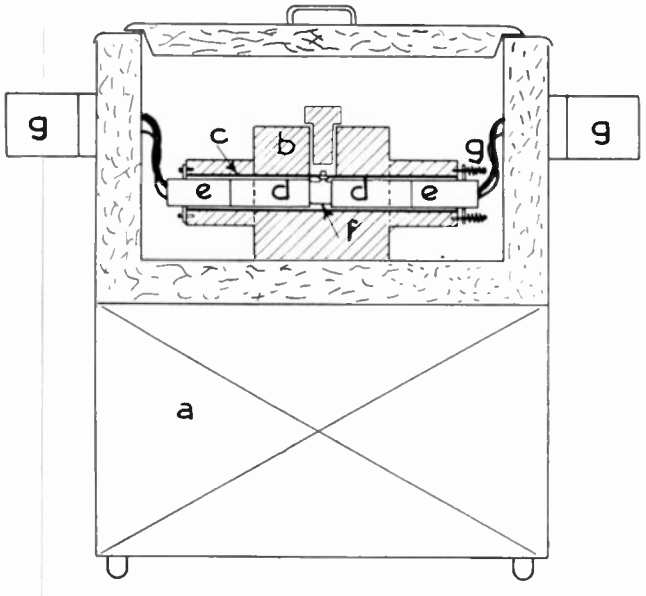


Fig. 2. — Ensemble de détection.

a) groupe de réfrigération.

b) blindage de plomb.

c) chemise d'acier inoxydable.

d) photomultiplicateurs.

e) boîtiers étanches renfermant la chaîne d'alimentation H.T. et le culot des P.M.

f) cuve du scintillateur.

g) préamplificateurs.

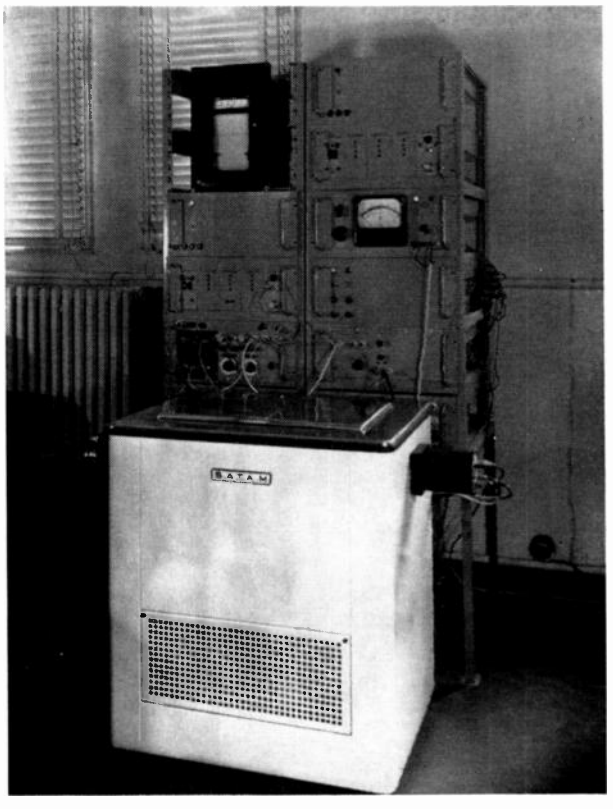


Fig. 2 bis. — Vue d'ensemble de l'appareil de dosage par scintillation du tritium et du carbone 14.

d'alimentation H.T. sont placés dans une enceinte étanche, afin d'éviter la naissance de courants de fuite par condensation de vapeur d'eau.

La cuve du scintillateur, en quartz, d'une capacité de 20 cm³ est munie d'un réflecteur d'aluminium (fig. 3). Les cales, de faible épaisseur, disposées sur chacune des faces de cette cuve, permettent d'en définir exactement la position, par rapport aux P.M. qui y sont appliqués par pression. Dans le cas d'emploi d'un joint optique entre les

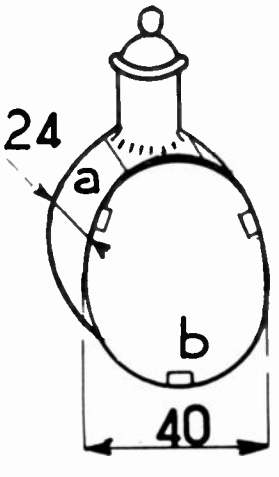


Fig. 3. — Cuve de quartz pour scintillateur liquide.

a) réflecteur d'aluminium poli.

b) cales d'épaisseur.

P.M. et la cuve (fluide silicone) celle-ci ne comportera pas de cales.

Nous avons utilisé des photomultiplicateurs E.M.I. 6 255, également à fenêtre de quartz. En effet, bien que l'efficacité de fluorescence des verres soit faible, les désintégrations du potassium 40 contenu dans la plupart d'entr'eux, provoqueraient des scintillations dont les amplitudes d'impulsion seraient équivalentes à celles des bêta du tritium. [3].

Un blindage de plomb de 8 cm d'épaisseur assure la protection contre le rayonnement gamma ambiant. Une chemise d'acier inoxydable arrête le rayonnement dû à la descendance radioactive du RaD contenu dans le plomb.

L'appareillage électronique (fig. 1) comprend essentiellement :

2 préamplificateurs, gain : 2.

2 amplificateurs, gain : 600, bande passante : 6 Mc/s.

1 sélecteur de coïncidence, temps de résolution 2.10^{-7} s.

1 sélecteur de bande.

Le sélecteur de coïncidence délivre une porte d'ouverture au sélecteur de bande, dont les seuils sont déterminés de façon à obtenir le meilleur rapport entre les nombres d'impulsions dues à l'émetteur bêta et celles dues au bruit de fond résiduel.

Limite d'emploi de la méthode de mesure par coïncidence à la température ambiante.

Les mesures de bruit de fond, pour un scintillateur ayant une efficacité de 50 % de celle de l'anthracène, obtenues, soit en utilisant un seul P. M. sélectionné pour son faible bruit de fond [4] : courbe *a* fig. 4, soit avec 2 P.M. en coïncidence ($\tau = 2.10^{-7}$ s) : courbe *b*, montrent l'intérêt de cette méthode. Pour les mêmes valeurs de bruit de fond, on abaisse ainsi la limite de détection de 50 keV à 23 keV environ. Toutefois, à 25 keV nous avons déjà une coïncidence fortuite par minute, à 20 keV nous en aurions 24 par minute et la précision des mesures serait limitée par les variations du bruit de fond avec la température ambiante.

On aurait pu songer à utiliser un temps de résolution de la coïncidence plus court (quelques 10^{-9} s par exemple) mais, outre les restrictions que cela imposerait au choix des éléments (P.M. à faible étalement du temps de transit, amplificateurs à très large bande donc à gain réduit imposant l'utilisation de tensions élevées sur les P.M.) cette solution ne permettrait pas la détection de bêta d'énergie inférieure à 15 keV.

Nous allons voir que le refroidissement des photomultiplicateurs permet de résoudre ce problème avec un temps de résolution de coïncidence de 2.10^{-7} seconde.

FIG. 4. — Bruit de fond avec un scintillateur ayant une efficacité de 50 % de celle de l'anthracène.

a) méthode utilisant un seul P.M. sélectionné [4].

b) méthode de mesure par coïncidence.

L'étalonnage en énergie a été réalisé à l'aide d'une source de Cs^{137} [5] compte tenu de la variation d'efficacité des scintillateurs organiques avec l'énergie des bêta incidents [6].

Réduction du bruit de fond des photomultiplicateurs par refroidissement.

La figure 5 représente les courbes de discrimination d'amplitude des impulsions de bruit de fond de l'un des P.M. utilisés pour les mesures précédentes, sans protection de plomb, à + 22 °C et – 10 °C. Nous avons indiqué l'étalonnage d'énergie correspondant aux conditions de la fig. 4*b*. A 20 keV le nombre d'impulsions de bruit de fond est réduit au centième de sa valeur primitive et à 5 keV le nombre de coïncidences fortuites serait inférieur à une par minute.

La figure 6 montre comment varie le bruit de fond des P.M. entre + 20°C, et – 20°C, pour un seuil de détection inférieur à 10 keV. Jusqu'à – 8° C les variations du taux de comptage des impulsions de bruit de fond suivent la loi de Richardson, au-dessous elles s'en écartent, et le bruit de fond ne décroît plus que très lentement lorsque la température continue à s'abaisser (jusqu'à la température minimum observée de – 80 °C tout au moins).

Ce comportement a été observé sur les divers P.M. examinés (EMI 6255, 6097 et Dario AVP 53). Ce phénomène est dû au fait que le bruit de fond résiduel est produit par des causes indépendantes de l'émission thermique qui seront détaillées plus

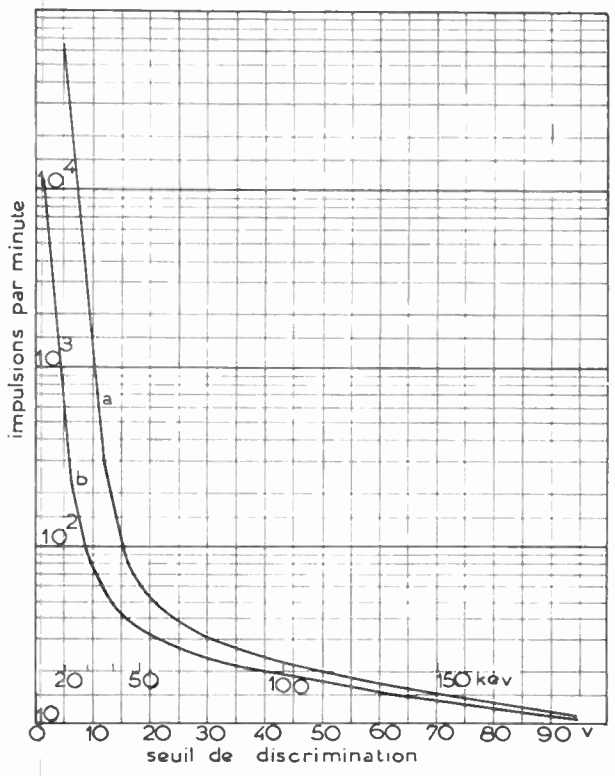


FIG. 5. — Courbe de discrimination des impulsions de bruit de fond du PM EMI 6255 n° 5088.

a) à + 22 °C.

b) à − 10 °C.

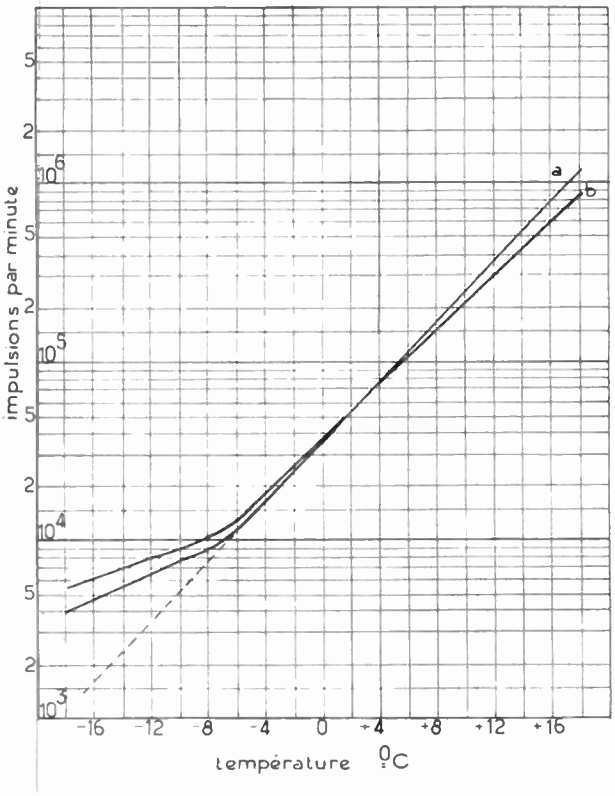


FIG. 6. — Variation du bruit de fond des PM EMI 6 255 en fonction de la température.

a) PM n° 5 088. b) PM n° 5 085.

loin. La conséquence pratique est qu'il n'est pas nécessaire de refroidir les P.M. au dessous de − 10 °C environ. Ceci est particulièrement important, dans le cas d'utilisation des scintillateurs liquides, pour lesquels on doit éviter la cristallisation de l'un des constituants.

Interactions lumineuses entre les P.M.

Lorsqu'on mesure le bruit de fond résiduel de 2 P.M. en coïncidence sans scintillateur on constate que le nombre de coïncidences est supérieur à celui que l'on obtient par le calcul des coïncidences fortuites. Ce phénomène est dû à la lumière émise par chacun des P.M. qui parvient sur la photocathode de l'autre tube.

Ces interactions lumineuses ont deux origines : les rayons cosmiques et les décharges spontanées dans les P.M.

A — *Interactions lumineuses dues au rayonnement cosmique.*

La fig. 7 rend compte des mesures d'interaction pour le domaine correspondant à des bêta d'énergie supérieure à 30 keV.

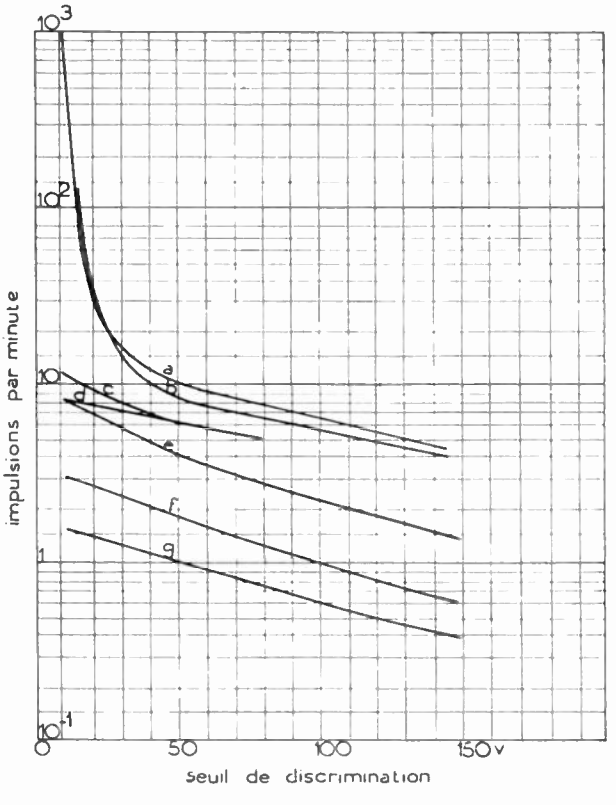


FIG. 7. — Interactions lumineuses entre les P.M.

a,b. Courbes de discrimination des impulsions de bruits de fond des PM EMI 6 255 n°s 5 088 et 5 085.

c,e. Variation du nombre d'interactions en fonction du seuil de discrimination pour des distances respectives de 3 et 20 mm entre les photocathodes.

d,f. Conditions identiques à *c* et *e* mais avec un écran opaque entre les photocathodes.

g. Interactions résiduelles avec protection de compteurs cosmiques pour une distance de 20 mm entre les photocathodes.

— Les courbes *c* et *e* représentent la variation du nombre d'interactions en fonction du seuil de discrimination pour des distances respectives de 3 et 20 mm entre photocathodes.

— Les courbes *d* et *f* ont été établies dans les mêmes conditions mais en plaçant un écran opaque entre les photocathodes. On constate une nette diminution du nombre d'interactions, toutefois, il apparaît que l'écran laisse subsister des coïncidences d'autant plus nombreuses que les P.M. sont plus rapprochés, ce qui s'explique fort bien si l'on suppose qu'il s'agit de scintillations produites dans la fenêtre de la photocathode par des gerbes locales de rayonnement cosmique.

— La courbe *g* obtenue avec la protection d'un rideau de compteurs cosmiques anti-coïncidants, sans écran entre les P.M. confirme bien cette supposition : on obtient un taux de comptage encore inférieur à *f* puisqu'on supprime non seulement les interactions lumineuses (cosmique traversant une seule photocathode) mais aussi les coïncidences vraies (cosmique traversant les 2 photocathodes).

B — *Interactions lumineuses dues aux phénomènes de décharge dans les P.M.*

La courbe *b* de la figure 8 représente, pour des PM distants de 25 mm, la variation du nombre des interactions lumineuses en fonction de leur gain. Pour un gain de 3.10^6, une dizaine d'impulsions seulement ont une origine cosmique, les autres sont provoquées par des décharges dans les P.M.

L'observation à l'oscillographe montre que ces décharges affectent la forme de trains d'impulsions (de répartitions erratiques en amplitude et en temps) qui peuvent s'étendre sur une durée de quelques centaines de microsecondes, chacun de ces trains d'impulsions pouvant donner naissance à plusieurs coïncidences.

— La courbe *a* obtenue pour des P.M. non alignés sur le même axe montre que la lumière se transmet dans l'espace entre la jupe écran située à l'intérieur du P.M. et l'enveloppe de celui-ci. La disposition d'un écran opaque sur le bord des photocathodes selon la fig. 9 permet de l'arrêter presque complètement : courbe *c* figure 8. Ainsi, nous avons pu réduire le bruit de fond de 100 à 13 coups par minute (pour $G = 3.10^6$) sans diminuer le facteur de transmission des photons issus du scintillateur comme on le ferait en disposant des écrans sélectifs (verre de Wood [7] ou écrans polarisés) devant les P.M.

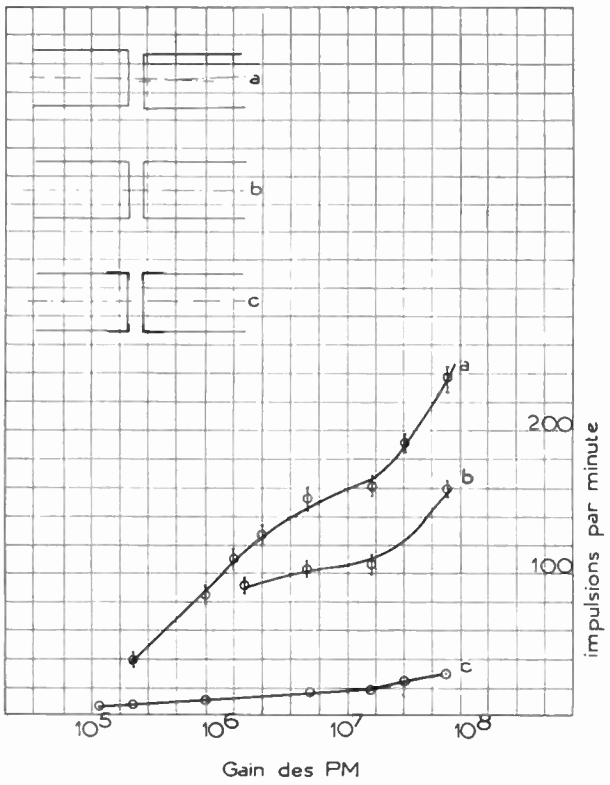


FIG. 8. — Variation du nombre d'interactions umineuses entre les PM EMI 6255 nos 5085 et 5149 en fonction de leur gain dans les dispositions a, b et c, pour une distance de 25 mm entre photocathodes.

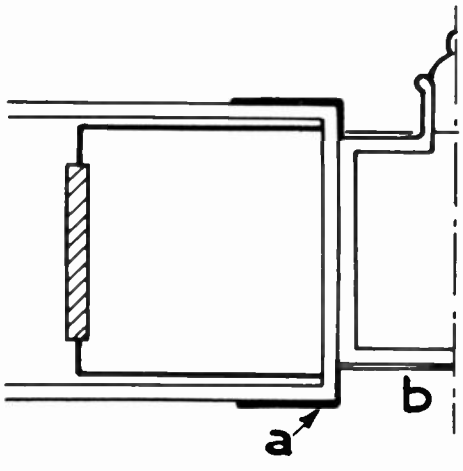


FIG. 9. — Disposition de l'écran opaque sur le P.M. *a* – écran *b* – cuve du scintillateur.

On peut encore imposer au circuit d'ouverture, après coïncidence, un temps mort supérieur à la durée des décharges, on ne comptera que la première impulsion de la décharge susceptible de provoquer une interaction. Pour les P.M. précités, il faudrait utiliser un temps mort de 1 000 µs, ce qui en limiterait l'application aux faibles taux de comptage. Toutefois, cette méthode pourrait être intéressante dans le cas d'emploi des P.M. Dario AVP 53. Ces P.M. ont, à – 10 °C, un bruit de fond comparable aux P.M. EMI 6255 et donnent sensiblement le même nombre d'interactions, mais la durée des décharges est plus courte. Un temps mort de 50 µs serait suffisant dans ce cas.

Performances de l'appareil. Cas du tritium :

La détermination du rendement de détection a été faite à l'aide d'un échantillon de 0,2 cm³ d'eau tritiée, incorporée à un scintillateur de composition suivante :

Toluène 16,5 cm³

PPO 4 g/l.

POPOP 100 mg/l.

Alcool éthylique 3,3 cm³.

Le bruit de fond a été mesuré dans les mêmes conditions, pour un scintillateur contenant 0,2 cm³ d'eau dépourvue de tritium.

Avec des P.M. ayant une sensibilité de 82 μA/lumen nous avons obtenu les résultats suivants :

1° Dans les conditions habituelles d'emploi, c'est-à-dire sans joint optique entre la cuve du scintillateur et les P.M. :

rendement de détection : 13,7 %

Bruit de fond : 12,5 cpm.

2° avec un joint optique (fluide silicone)

rendement de détection : 25,5 %

Bruit de fond : 15 cpm

L'enregistrement du bruit de fond nous a montré que ses variations restaient sensiblement dans les limites des fluctuations statistiques. Cependant, nous avons fixé comme limite pratique de sensibilité un taux de comptage correspondant à 10 σ avec σ : écart standard des fluctuations statistiques, donné par la relation $\sigma = \sqrt{n.t.}$

n : nombre de coups par minute.

t : temps de mesure.

Ainsi, dans le cas de mesures de routine, de durée limitée à 15 minutes, sans joint optique on mesurera une activité de tritium de 310^{-11} curie dans 0,2 cm³ d'eau.

Avec le nouveau scintillateur décrit par Frank E. KINARD [8] on pourrait introduire 1 cm³ d'eau en conservant un rendement de détection équivalent.

Pour une mesure de 24 heures, avec un joint optique la limite de sensibilité serait alors de 2.10^{-12} curie.

Pour les mesures sur la teneur en tritium des eaux de pluie il faudrait alors procéder à un enrichissement isotopique préliminaire de 600 fois au maximum, puisque le rapport $\frac{\text{tritium}}{\text{hydrogène}}$ de ces eaux varie de 10^{-18} à $800\ 10^{-18}$ [9].

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. LABEYRIE. Carbone radioactif ; mesure de l'âge. *L'Onde Electrique* t. XXXV n° 344 nov. 1955 p. 1084-1093.

[2] M.T. PERQUIS, G. DELIBRIAS, B. DAVID. Mesure par comptage proportionnel en phase gazeuse de substances à très faible activité spécifique due au carbone 14. Applications aux « datages ». *Bulletin d'informations scientifiques et techniques du C.E.A.* n° 11 nov. 1956, 1-7.

[3] Y. KOECKLIN, I. PELCHOWITCH et A. ROGOZINSKI. Comptes rendus des séances de l'académie des sciences. T. 338. p. 660-662.

[4] C. LEGER, G. DELIBRIAS, L. PICHAT et C. BARET. Communication au « International Symposium on liquid scintallation Counting » à Evanston (U.S.A.) 20-22 Août 1957.

[5] R.W. PRINGLE, W. TURCHINETZ and B.L. FUNT. Liquid scintillation technique for radiocarbon dating. *R.S.I.* vol. 26, number 9, sept. 1955.

[6] TAYLOR, JENTSCHKE, REMLEY, ELY, KRUGER. Response of some scintillation crystals to charged particles. *Physical review* 84, 1034, 1951.

[7] B.N. AUDRIC and J.V.P. LONG. The background and C^{14} detection efficiency of a liquid scintillation counter. *J.S.I.* vol. 30, pages 467-469 déc. 1953.

[8] F.E. KINARD. Liquid scintillator for the analysies of tritium in water. *R.S.I.* vol. 28, n° 4, avril 1957, p. 293.

[9] R.K. APPLEYARD. Acting secretary. Draft « Natural Sources of radiation » annex B. Scientific Comittee on the effects of atomic radiation.

L'INSTALLATION DE CONTROLE DU RÉACTEUR AQUILON

PAR

G. FRIEDLING

Département d'Electronique

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

DESCRIPTION BRÈVE DU RÉACTEUR

Aquilon est une expérience critique destinée à l'étude des réseaux Uranium-Eau lourde (Fig. 1).

Ce réacteur établi à Saclay, est utilisé par le Service de Neutronique Expérimentale du C.E.A. Sa première divergence a eu lieu le 11 août 1956. Sa puissance maximum est 100 watts. Il utilise de l'uranium naturel, un modérateur d'eau lourde et un réflecteur de graphite. Le pas du réseau, le nombre d'éléments de combustible et leur conformation peuvent être rendus très différents selon la nature des mesures. Ces mesures ont lieu à des températures également variables entre 5 et 40 °C grâce à une circulation qui conduit l'eau lourde du réacteur dans des groupes réchauffeur ou réfrigérateur. Les éléments de contrôle sont : deux plaques de réglage vertical et deux plaques de compensation identiques glissant entre la cuve et l'empilement de graphite, deux plaques de réglage horizontal passant sous la cuve dans des logements ménagés à l'intérieur du graphite, et deux barres de sécurité plongeant dans l'eau au centre de la cuve. D'autre part, la cuve du réacteur est ceinte d'une jupe amovible en cadmium qui permet de supprimer partiellement l'effet du réflecteur et de faire varier la hauteur apparente du réacteur ; cette jupe passant devant les plaques de réglage vertical, le contrôle ne peut être réalisé que par les plaques de réglage horizontal lorsque la jupe est baissée.

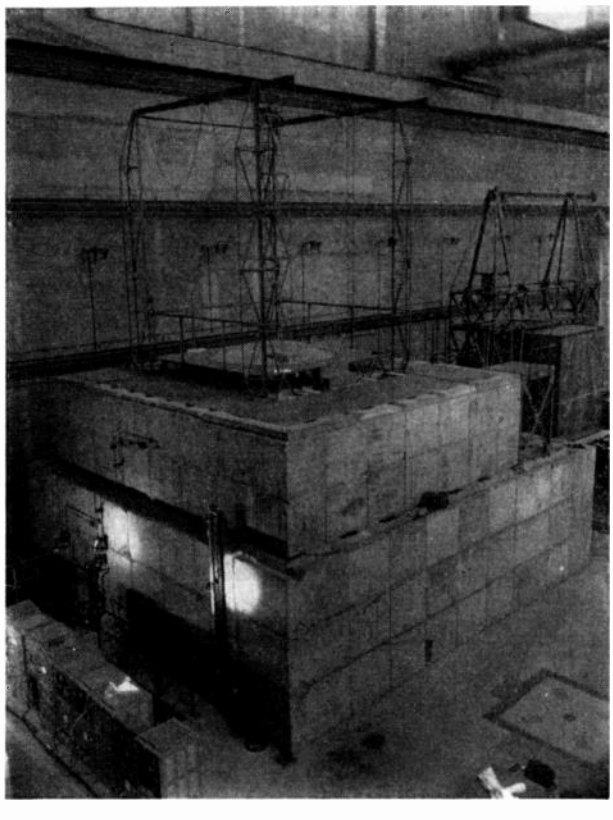


FIG. 1. — Réacteur Aquilon.

Remarquer au sommet du réacteur, la plaque tournante que surmonte le palan monorail ; ces dispositions permettent l'échange rapide des éléments de combustible.

L'INSTALLATION DE CONTROLE

La description ci-dessous ne couvre que l'installation de contrôle proprement dit et ne concerne pas l'ensemble des dispositifs de mesure tels que chaînes de comptage d'impulsions (compteur proportionnel à BF 3, amplificateur, discriminateur, échelle, intégrateur) ou périodemètre de précision, utilisés par les expérimentateurs. Ces instruments représentent d'ailleurs une partie importante de l'appareillage mais ils ne participent pas au contrôle du réacteur en ce sens que les informations qu'ils fournissent ne sont pas échangées contre des ordres destinés au réacteur.

Dans l'installation de contrôle, ces échanges sont de natures diverses : ils peuvent s'effectuer d'une

manière variable par l'intervention manuelle d'un opérateur, ou bien d'une manière semi-automatique et ajustable (pilotage automatique), ou enfin d'une manière automatique et immuable (circuits de sécurité) correspondant à des constantes d'exploitation du réacteur.

Dans le cas d'Aquilon, les informations sont des mesures de flux neutronique, de température, de niveau d'eau lourde, de positions des éléments absorbeurs. Les ordres sont appliqués aux treuils commandant les éléments absorbeurs, à la pompe de remplissage en eau lourde, à la pompe de circulation de l'eau lourde, aux groupes réfrigérateur et réchauffeur.

Les instruments de contrôle sont réunis dans une cabine (fig. 2) qui contient :

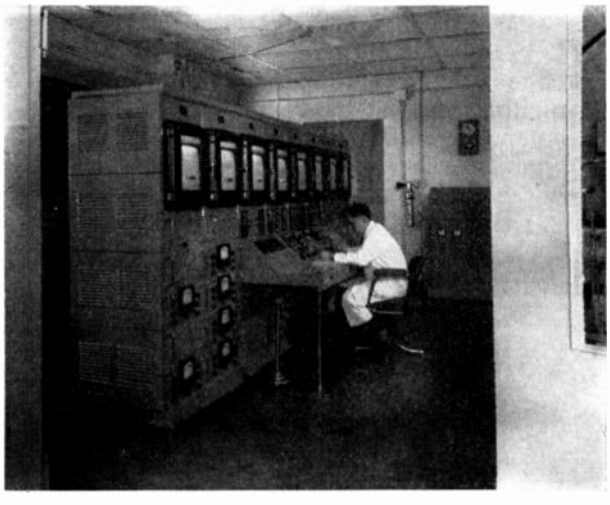


FIG. 2. — Cabine de contrôle du réacteur Aquilon. Au fond, le pupitre de commande des auxiliaires.

— un tableau (450 × 200 × 60 cm) réservé aux liaisons avec les appareils portés par le réacteur lui-même.

— et un petit pupitre électrotechnique distinct muni d'un schéma synoptique où s'effectuent la commande des machines tournantes auxiliaires et des contacteurs alimentant le tableau et les éclairages, et la surveillance des batteries de signalisation et d'éclairage de secours.

Examinons maintenant les différentes parties de l'installation en ce qui concerne les fonctions d'information et d'exécution énoncées plus haut.

I. Mesures nucléaires :

Flux neutronique et période.

A. Flux neutronique.

L'appareillage comporte quatre chaînes de mesure identiques qui comprennent chacune :

— une chambre d'ionisation compensée CCP 1N,

— un préamplificateur relié par un câble d'environ vingt mètres à un amplificateur (1) à couplage direct ACC2 (Derveaux-licence CEA) disposé au tableau de contrôle.

Les quatre chambres d'ionisation sont placées près de la cuve dans des logements horizontaux creusés dans le graphite aux quatre coins de la pile (N-E, S-E, S-O, N-O).

Le schéma de principe d'une chaîne de mesure de flux est donné par la figure 3.

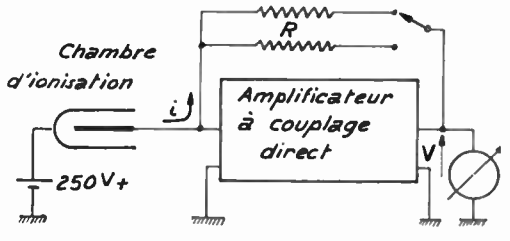


FIG. 3. — Schéma de principe d'une chaîne de mesure linéaire du flux L'amplificateur est à contre-réaction totale.

Le tableau de la figure 4 donne d'autre part la correspondance entre l'indication de sortie et la puissance du réacteur selon la résistance de mesure.

Puissance approximative watts	Flux $n/cm^2/s$	Courant délivré par la chambre CCP 1 N A	Résistance de mesure Ω	Tension de sortie de l'amplificateur ACC 2 Volts
10^2	2.10^7	10^{-7}	5.10^8	50
10	2.10^6	10^{-8}	5.10^8	5
1	2.10^5	10^{-9}	5.10^8 5.10^{10}	0,5 50
10^{-1}	2.10^4	10^{-10}	5.10^{10}	5
10^{-2}	2.10^3	10^{-11}	5.10^{10}	0,5

FIG. 4. — Tableau de correspondance entre l'indication de sortie et la puissance du réacteur, selon la résistance de mesure.

La commutation des résistances de haute valeur correspondant aux deux gammes de mesure 100 watts et 1 watt, et leur court-circuit pour l'ajustage

(1) Un des amplificateurs à couplage direct est alimenté en tension alternative à partir d'un petit alternateur entraîné par un moteur à courant continu branché sur un chargeur avec batterie-tampon.

du zéro de l'amplificateur, se font par relais thermique à haut isolement VX 10 (Victoreen). En fonctionnement normal, ces commutations sont faites simultanément pour les quatre chaînes ; exceptionnellement, il est aussi possible de faire ces commutations séparément.

Utilisation des chaînes de puissance (voir Fig. 5)

— L'une quelconque des chaînes sert à la fois aux mesures grossière et fine de puissance, une autre à la mesure de période ; ces trois mesures sont enregistrées sur des appareils Meci à potentiomètre automatique.

— Les tensions de sortie des amplificateurs sont reportées aux bornes de quatre voltmètres encastrés au-dessus du pupitre central ; cette disposition permet une comparaison aisée des comportements des chaînes de mesure ; les calibres (50 - 5 - 0,5 volts) sont commutables simultanément pour les quatre chaînes.

— Enfin, chaque amplificateur est équipé d'un voltmètre de calibre variable entre 50 volts et 50 mV.

1° *Mesure de la puissance totale* :

La puissance totale est enregistrée sur un appareil dont l'échelle est commutable par bonds entre 100 mV et 50 volts.

2° *Mesure de la puissance en dégrossissage et finition.*

Le circuit de mesure de la « puissance fine » est représenté par la figure 6. Il comporte un commutateur téléphonique à onze points équipés de résistances constituant un potentiomètre (5 volts entre plots) et un enregistreur d'échelle – 5 volts à + 5 volts muni de contacts fin de course.

— *Méthode de mesure* : En opposant à la tension de sortie de l'amplificateur la tension prélevée entre le curseur du commutateur et le point de référence, il est possible de trouver une position du curseur telle que la d.d.p. résultante soit inférieure à 5 volts L'équilibrage automatique du pont est réalisé par le commutateur téléphonique à deux sens de rotation muni de deux relais dont telle bobine est ali-

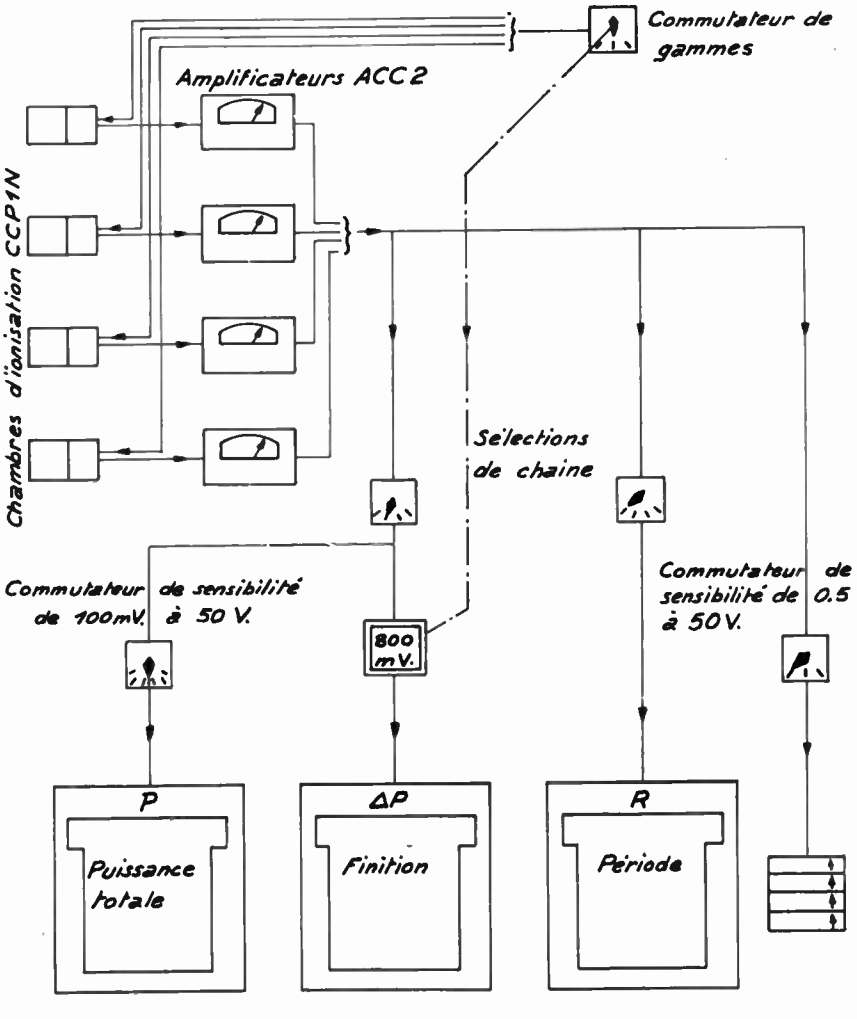


FIG. 5. — Représentation schématique des mesures de puissance et de période.

mentée tant que le contact fin de course correspondant de l'enregistreur est fermé. Pratiquement, les contacts fin de course sont réglés pour agir vers + 4 et – 4 volts de façon à maintenir le plus possible l'aiguille de l'enregistreur au milieu du diagramme.

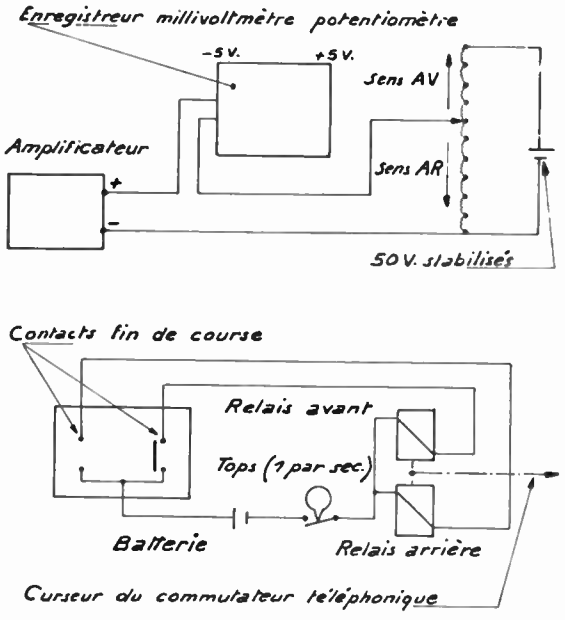


FIG. 6. — Schéma de principe de la mesure de puissance en dégrossissage et finition.

Un tel dispositif en pratiquant un effet de loupe sur telle tranche égale au dixième de la puissance maximum dans laquelle se situe la puissance actuelle du réacteur, permet de suivre l'évolution fine du flux ; il facilite la stabilisation du réacteur en pilotage manuel comme automatique.

— *Affichage* : Le résultat de la mesure en dégrossissage est affiché par projection optique sur l'écran d'un voyant multiple VL 12 P (Mors). La lecture est instantanée ; en effet, on projette le résultat de la mesure sur la moitié gauche du verre dépoli, et l'unité dans laquelle il est exprimé sur la moitié droite (« OmW » ou « W »). Cet écran est disposé au dessus de l'enregistreur de puissance fine, de sorte que les indications dégrossissage et finition se complètent sous les yeux de l'opérateur.

B. PÉRIODE

Le circuit analogique donnant la période est représenté par la figure 7. Le calcul donne pour abscisse de l'aiguille sur le diagramme de l'enregistreur :

$$x = x_0 \left(1 + \frac{CR_1}{T}\right) .$$

$$= x_0 \left(1 + \frac{CR_1}{t} \cdot 0{,}693\right)$$

avec $x_0 = \dfrac{R_2 (R_3 + R_4)}{R_3 (R_1 + R_2)}$ et $T = \dfrac{\tau}{\delta K}$; où l'on désigne par :

T la période du réacteur

t le temps de doublement $= 0{,}693\ T$

τ la durée de vie moyenne des neutrons

δK la réactivité ou gain en neutrons par génération et par neutron incident.

L'échelle de l'enregistreur est (– 24 ; + 24 secondes) avec au point central une période infinie, c'est-à-dire une puissance quelconque mais constante.

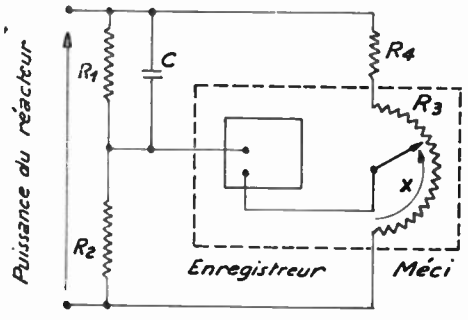


FIG. 7. — Schéma de principe du périodemètre-enregistreur.
Valeurs des éléments : $R_1 = 1\ M\Omega$; $R_2 = 5{,}39\ k\Omega$; $R_3 = 542\ \Omega$ $R_4 = 50\ k\Omega$; $C = 24\ \mu F$.

II. Mesures de température.

Douze mesures de température sont enregistrées ; l'appareillage comporte deux enregistreurs Meci à

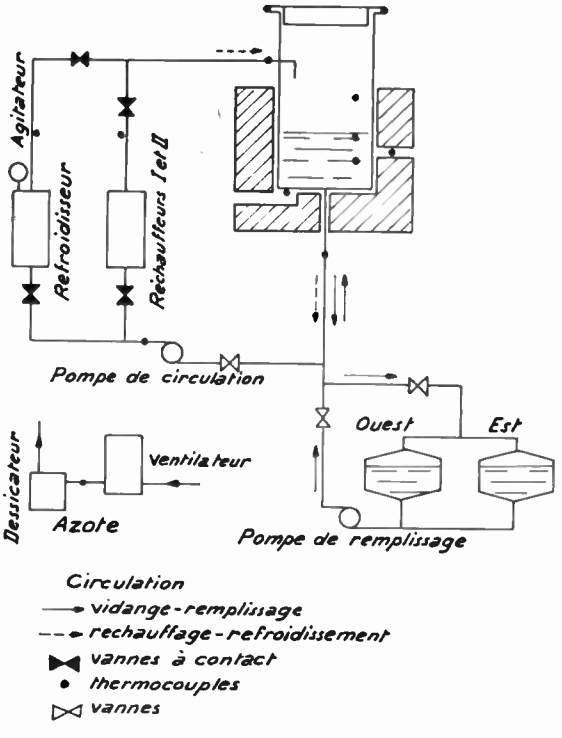


FIG. 8. — Schéma de circulation d'eau lourde ; position des thermocouples.

six directions mesurant chaque voie toutes les douze secondes (thermocouples cuivre - constantan).

Les points de mesure sont représentés par la figure 8. Le réacteur fonctionnant à puissance quasi-nulle, la température en ces points est normalement la température ambiante ; cependant, pour nombre de mesures, elle est imposée par les circuits réchauffeur ou réfrigérateur au cours de la circulation d'eau lourde.

III. Mesure du niveau d'eau lourde.

A. Mesure optique.

La hauteur du niveau peut être lue directement sur un niveau à tube d'eau, apparent sur l'une des faces du réacteur, à l'extérieur du béton.

B. Mesure par palpeur automatique.

Principe. Le palpeur comporte un fil conducteur inextensible dont une partie est enroulée sur un tambour à gorge hélicoïdale, l'autre extrémité étant terminée par une pointe et lestée. Le principe de mesure consiste à asservir la position de cette aiguille à la hauteur du niveau liquide ; à cet effet, un moteur attelé au tambour tourne dans un sens tel que le fil se déroule tant que l'aiguille ne touche pas le liquide, et dans le sens contraire tant qu'elle touche le liquide. A niveau constant, le palpeur effectue donc des oscillations verticales de faible amplitude. L'asservissement par tout ou rien est réalisé par un circuit électronique simple.

Enregistrement : L'appareil peut mesurer des niveaux variant de 0 à 2 mètres avec une erreur absolue inférieure à $\pm$ 0,5 mm. Le mécanisme émetteur contient deux rhéostats dont les arbres sont démultipliés dans un rapport 20, et on fait une mesure en dégrossissage et finition à l'aide d'un enregistreur potentiométrique monté en pont de Wheatstone ; l'appareil est à deux directions et le niveau s'inscrit sous la forme de deux diagrammes par points de couleurs distinctes, la totalité de l'échelle représentant 2 mètres ou 10 cm selon la courbe.

IV. Position des éléments absorbeurs.

La position des plaques de réglage et de compensation et de la jupe, est téléaffichée au tableau de contrôle par synchromachines de dégrossissage et finition. Un tour de synchro fin correspond à 100 mm de course, et l'étendue de la course est :

2 000 mm pour les plaques de réglage vertical.

1 650 mm pour les plaques de réglage horizontal.

1 990 mm pour les plaques de compensation.

1 250 mm pour la jupe.

Pour ces éléments et pour les barres de sécurité, les positions fin de course sont signalées par des microrupteurs commandés par cames, et les sens d'évolution par un contact auxiliaire du relais inverseur du sens de marche.

V. Commande des éléments absorbeurs.

A. Plaques de réglage.

Les commandes des plaques de réglage sont assurées par des asservissements de position (constructeur SME) fonctionnant en dégrossissage et finition. Un bouton placé au pupitre de commande permet à l'opérateur de déplacer individuellement chaque plaque avec une définition de lecture d'un quart de mm.

Les plaques verticale Sud et horizontale Nord peuvent être commandées par commutation soit en pilotage manuel, soit en pilotage automatique ; dans ce dernier cas, le signal d'erreur injecté à l'entrée de la télécommande est celui fourni par le circuit de pilotage automatique.

Le système amplificateur contient des lampes longue durée de vie et des transducteurs magnétiques.

Sur le bloc machine, le treuil de sortie — diamètre 200 mm — pour le déplacement des plaques de réglage, commande une suspension à rubans d'inox pour les plaques verticales, ou une liaison par câble sur gorge hélicoïdale pour les plaques horizontales.

La vitesse maximum des plaques de réglage est environ 6 cm/s.

B. Plaques de compensation.

L'entraînement des plaques de compensation se fait par ruban d'inox et leurs vitesses sont 200 mm/mn pour l'une et 100 mm/mn pour l'autre.

Le circuit comprend une commande montée, descente, arrêt par bouton-poussoirs, les mouvements étant limités à une certaine durée définie par une minuterie et ajustable entre 2 et 30 secondes. Chaque plaque de réglage vertical peut d'ailleurs provoquer la compensation automatique, en commandant le treuil d'une plaque de compensation lorsqu'elle sort d'une certaine plage.

C. Jupe.

L'entraînement de la jupe se fait par trois câbles passant sur des rouleaux et qui s'enroulent sur un arbre unique. La vitesse de la jupe est 7 cm/mn.

Le circuit comprend une commande montée, descente, arrêt par bouton-poussoirs, les mouvements étant limités par une minuterie (ajustable entre 2 et 30 secondes).

La commande de montée de la jupe n'est possible que si les deux barres de sécurité sont en position haute.

D. Barres de sécurité.

Les barres de sécurité tombent en chute libre par débrayage électromécanique ; leur vitesse est 1,3 m /s.

La chute des barres est commandée automatiquement ou manuellement.

Le fonctionnement est automatique dans les cas suivants :

— Absence de tension 127 volts 50 Hz sur le tableau.

— Absence de tension 220 volts 50 Hz sur un des ensembles de contrôle (1).

— Absence de tension de signalisation 12 volts continu.

— Absence de tension de polarisation des chambres d'ionisation ± 250 volts.

— Non fonctionnement d'une télécommande de plaque de réglage horizontal.

— Non fonctionnement d'une télécommande de plaque de réglage vertical.

— Excès de puissance.

— Excès de réactivité.

— Excès de température.

Tous les déclenchements par dépassement peuvent être évités en utilisant des clés de mise hors service ; ces clés, ainsi que les voyants de signalisation et les bouton-poussoirs de réarmement après disparition du dépassement, sont portées par un panneau récapitulatif. La commande manuelle de chute des barres est faite par bouton-poussoir unique au centre du tableau. Par contre, la remontée est télécommandée séparément pour chaque barre ; elle exige l'utilisation préalable d'une clé de sûreté, et la fermeture complète de la chaîne de sécurité.

VI. Pompes de remplissage en eau lourde.

La pompe de remplissage de la cuve est commandée du pupitre de contrôle ; la mise en marche ne peut s'effectuer que si les barres de sécurité sont en position haute, et en tout état de cause elle exige l'utilisation d'une clé de sûreté. Son fonctionnement est minuté pendant 30 secondes.

(1) Il y a deux ensembles de contrôle comprenant chacun une plaque de réglage vertical, , une plaque de réglage horizontal, une plaque de compensation, et une barre de sécurité.

VII. Machines auxiliaires.

Les appareils suivants sont commandés soit des machines elles-mêmes, soit d'un pupitre électrotechnique ; dans ce cas, le démarrage ne peut s'effectuer qu'avec l'accord de la commande située à proximité de la machine.

A. Circuit de séchage de la cuve et des canalisations.

La soufflante de séchage ne peut fonctionner que si la pression aval est inférieure à 1,1 hpz et si la pression amont est supérieure à 0,9 hpz (manomètres à contacts). Ces conditions ne seraient pas réalisées dans le cas d'une fermeture du circuit à sécher.

B. Le groupe réchauffeur.

Ce groupe comprend six résistances électriques absorbant ensemble 3 500 watts. Il permet d'élever la température de l'eau lourde à 40 °C.

C. Groupe réfrigérateur.

Ce groupe permet d'abaisser la température de l'eau lourde à 5 °C.

D. Pompe de circulation.

Les groupes réchauffeur et réfrigérateur ne peuvent être mis en marche que si les vannes d'entrée et de sortie d'eau lourde sont ouvertes et si la pompe de circulation fonctionne.

BIBLIOGRAPHIE

[1] M. Gauzit et Th. Kahan, Introduction au Génie Nucléaire. Tome 2 ; Contrôle et protection des réacteurs nucléaires.

[2] S. Glasstone. Principles of nuclear reactors engineering. Van Nostrand.

[3] Schultz. Control of nuclear reactors and power plants. McGraw-Hill.

[4] J. Weill. Cours de Génie Atomique. Volume 2 ; Electronique et pilotage des réacteurs. Institut des sciences et Techniques Nucléaires — C.E.N. Saclay.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE *(suite de la page 4)*

— 4 têtes HF chacune relative à une gamme et comprenant d'une part les multiplicateurs (s'il y a lieu) et amplificateurs de puissance pour l'émission, d'autre part un changeur de fréquence pour la réception,

— un coffret de matériel de rechange,

— deux jeux d'aériens, l'un pour les gammes *A* et *B*, l'autre pour les gammes *C* et *D*,

— un mât et ses accessoires.

Les différents organes électriques constituant l'équipement sont placés dans des coffrets, ouverts à l'avant et à l'arrière en cours d'exploitation.

Dans chaque châssis, tous les éléments nécessaires pour le réglage normal et le changement de canal d'exploitation sont situés sur la face avant.

Des dispositifs d'affichage permettent d'effectuer le réglage avec la seule connaissance du numéro du canal d'exploitation choisi.

Autant que possible, pour des questions de maintenance, de dépannage éventuel, d'interchangeabilité, dans chaque châssis les éléments électriques ont été répartis en sous-ensembles fonctionnels amovibles.

Certains châssis peuvent de plus être ouverts comme un livre, d'avant en arrière et donner une accessibilité complète au câblage même en fonctionnement.

En aucun cas, le démontage d'éléments amovibles n'entraîne la nécessité d'un étalonnage, chaque dispositif d'affichage étant solidaire de l'élément lui-même.

Chaque coffret mesure 404 × 408 × 400 mm. Le poids total d'une station terminale complète est de 340 kg pour les équipements radio-électriques (8 coffrets) de 574 kg pour les antennes, le mât et les accessoires d'installation.

L'érection du mât par une équipe de six hommes bien entraînés demande moins d'une demi-heure.

II. — Caractéristiques électriques.

Fréquences de fonctionnement :

gamme *A*, entre 50 et 100 MHz,
gamme *B*, entre 100 et 225 MHz,
gamme *C*, entre 225 et 400 MHz,
gamme *D*, entre 400 et 600 MHz.

Nombre de canaux disponibles et espacement des canaux :

gamme *A*, 200 canaux à raison de 1 tous les 0,250 MHz,
gamme *B*, 250 canaux à raison de 1 tous les 0,500 MHz,
gamme *C*, 175 canaux à raison de 1 tous les 1,000 MHz,
gamme *D*, 133 canaux à raison de 1 tous les 1,500 MHz.

Type de modulation utilisé : modulation de fréquence.
Affaiblissement de distorsion harmonique (mesuré au niveau 0 dBm) meilleur que 55 dB.

FIG. 3. — Présentation de l'EHT 312 à Limeil.

EMETTEUR

Stabilité de la fréquence porteuse : ± 30 kHz ou ± 2.10^{-4} (le plus grand des deux).
Impédance de sortie : 50 ohms (dissymétrique).
Excursion de crête par voie : 30 à 40 kHz pour l'oscillateur pilote (gamme *A*).
Niveau des émissions non essentielles : 60 dB au-dessous du porteur émis.
Puissance émise :

gamme *A*, 90 à 100 watts,
gamme *B*, 60 à 80 watts,
gamme *C*, 60 à 80 watts,
gamme *D*, 30 à 50 watts.

Modulation d'amplitude résiduelle : inférieure à 3 %.

RÉCEPTEUR

Facteur de bruit :

gamme *A*, 7 dB,
gamme *B*, 9 dB,
gamme *C*, 12 dB,
gamme *D*, 16 dB.

Tension d'entrée nécessaire pour réduire de 26 dB le bruit obtenu en l'absence de signal : meilleure que 10 µV.
Affaiblissement sur les fréquences parasites et la fréquence image : supérieur à 60 dB.

ALIMENTION

Source alternative monophasée 50 ou 60 c/s.
Tension : 127 à 220 volts.
Consommation : 600 à 800 VA selon la gamme (pour une station terminale).

COMMUNIQUÉ

CONGRES INTERNATIONAL SUR LES TRANSISTORS
Londres, 21-27 mai 1959

La Radio and Telecommunication Section de l'Institution of Electrical Engineers a dû avancer de quelques jours le Congrès International, précédemment annoncé, sur les Transistors et les autres éléments à semi-conducteurs (International Convention on Transistors and associated semi-conductor devices). Ce Congrès se tiendra à Earl's Court du 21 au 27 mai 1959.

En liaison avec le Congrès, aura lieu une Exposition Technique Internationale sur les transistors et les autres éléments à semi-conducteurs ; différents aspects seront évoqués, notamment la fabrication, l'utilisation, la recherche et le développement. Cette exposition, qui sera ouverte pendant toute la durée du Congrès, se tiendra aussi à Earl's Court.

Les personnes désireuses d'assister au Congrès sont priées de s'adresser à : The Secretary, The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London, W. C. 2 (TEMple Bar 7676). Les exposants éventuels sont priés de s'informer auprès de : Industrial and Trade Fairs Ltd., Drury House, Russel Street, London, W. C. 2 (TEMple Bar 3422), que l'Institution of Electrical Engineers a chargé d'organiser l'exposition.

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 1e trimestre 1959. — I. nº 25. — 4.900. 578 E. nº 20. — La gérante : Mme Chiron.

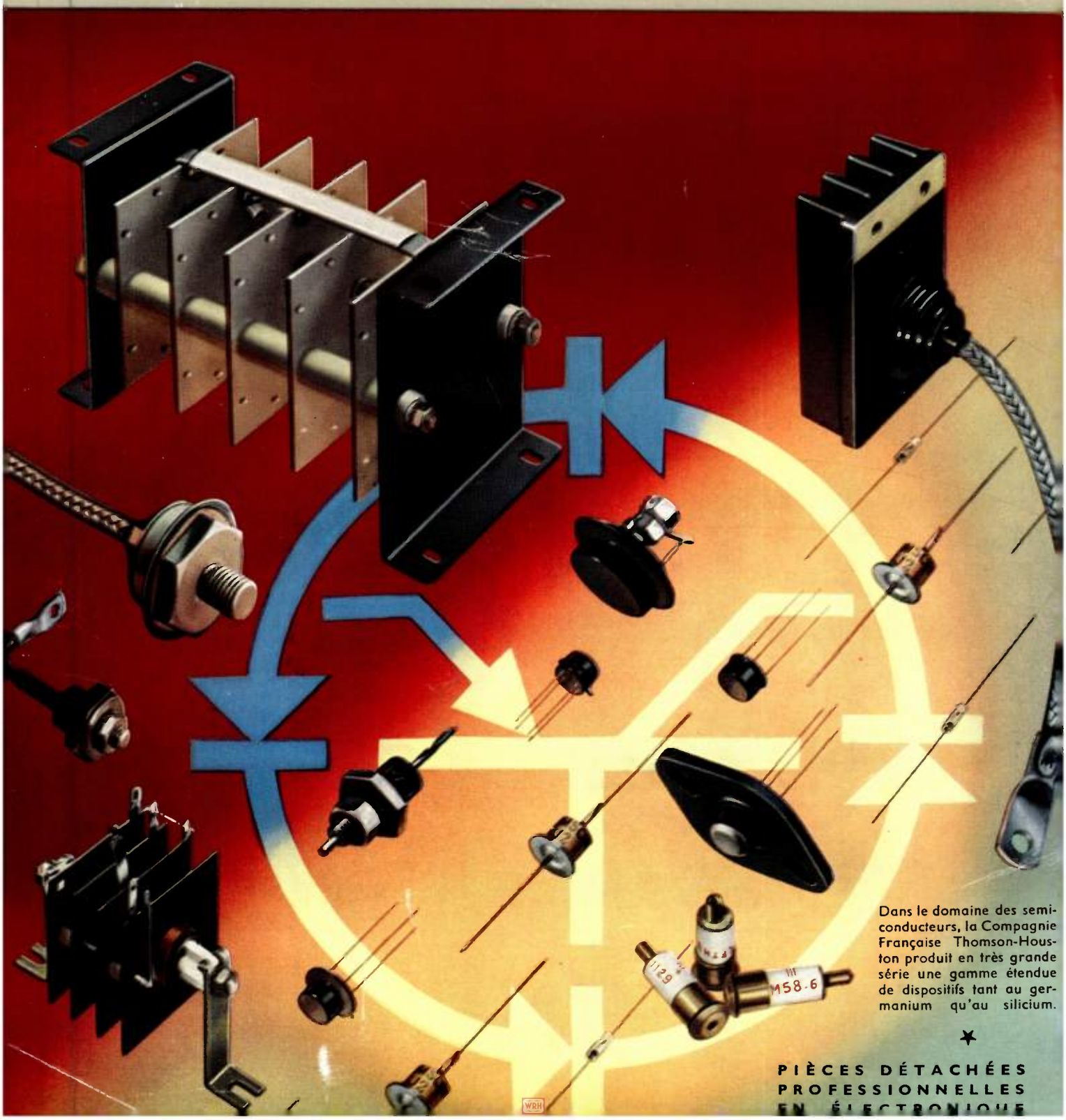
WRH

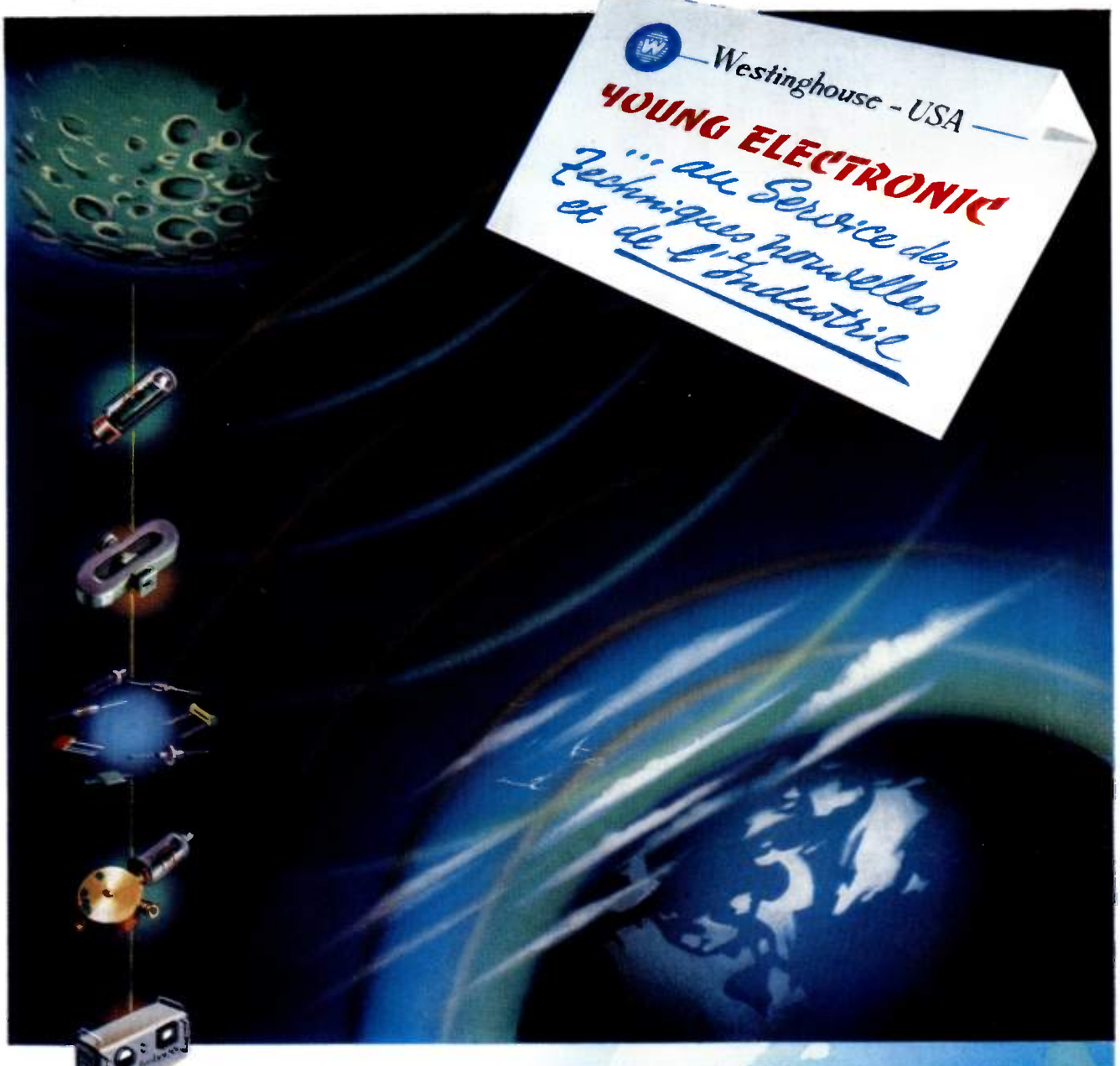
LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
MAR 16 1959

39e ANNÉE - N° 383
FÉVRIER 1959
INTERNATIONAL
PRIX : 600 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e





● TUBES ELECTRONIQUES DE TOUS GENRES
MAGNÉTRONS – KLYSTRONS – PENCILS, etc.
● TRANSISTORS
● PIÈCES DETACHÉES ELECTRONIQUES ● AUTOMATION
● APPAREILS DE MESURES, etc, etc...

Consultez nos Services spécialisés

POUR TOUTES ETUDES ET DOCUMENTATION TECHNIQUE RENSEIGNEMENTS A → **ANJOU 85-00**

DISTRIBUTEUR WESTINGHOUSE

...ET AUTRES GRANDES MARQUES

YOUNG ELECTRONIC

9 bis et 11, RUE ROQUÉPINE - PARIS 8e • TÉLÉPHONE : ANJOU 85-00

Agence Domenach Young Electronic - 2 x 95

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXIX **FÉVRIER 1959** **N° 383**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS - 6e. Tél. MÉD. 18 93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : **3.700 F** ; Etranger : **4.100 F** — Prix de ce N° : **600 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79.53

Rédaction de l'Onde Électrique : SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, avenue Pierre-Larousse, MALAKOFF (Seine)

SOMMAIRE

		Pages
Fabrication industrielle des dispositifs semiconducteurs	F. Toutain	61
Etude d'un transistor haute fréquence de type « drift »	J. Grosvalet	68
Tansistrons au germanium N.P.N. par double diffusion	R. Deschamps	74
Blocs fonctionnels à transistors	B. Vigneron	88
Générateur transistorisé de signaux de base de télévision au standard 819 lignes	J. Borne	100
L'utilisation de la céramique dans la fabrication des tubes électroniques et répercussions sur les conditions actuelles d'emploi	J. Montgaillard	103
Klystrons de puissance élevée en impulsions utilisant une grande pervéance	P. Palluel G. Kantorowiez	109
Quelques aspects de la fabrication des quartz	J. Lattard	116
Les condensateurs électrolytiques au tantale à électrolyte solide	Nguyen Thien-Chi	125
Microphones spéciaux pour milieux bruyants	J. Bellugue	12
Moteurs à bobinages imprimés pour servomécanismes à hautes performances	J. Henry-Baudot	133
Antiparasitage des machines électriques de petite puissance	J. Cantener R. Miclo	138

Informations :

Pièces détachées	56
Bibliographie	146
Documentation technique	150
Communiqués	152

Sur notre couverture :

Dans le domaine des semiconducteurs, la Compagnie Française Thomson-Houston produit en très grande série une gamme étendue de dispositifs tant au germanium qu'au silicium.

Compagnie FrançaiseThomson-Houston. Département Semiconducteurs, 41, rue de l'Amiral Mouchez Paris-13e. Tél. PORt-Royal 32-74.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Électrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine) — Tél. ALESIA 04-16 — C C. P. Paris 697-38

MONTANT DES COTISATIONS POUR LES MEMBRES DE LA SOCIÉTÉ
(comprenant le service de l'Onde Electrique)

Particuliers : **2 500 F** — Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études : **1 250 F**
Collectivités, Sociétés, Membres résidant à l'étranger : voir pages 55 (Extrait des Statuts)

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbone (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M. P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'École Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur. E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union et de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926	†	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1031		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	†	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938		P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946	†	R.P.P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1047		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956	†	R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.
1057		R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C. S. F.
1958		G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L. C. T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général :

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints :

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires :

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. B. DECAUX, Ingénieur en chef des Télécommunications.
Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. Roubine	M. Berterottiere
2	Matériel radioélectrique.	M. Gamft	M. Dely
3	Electro-acoustique.	M. Didier	MM. Buffard R. Lehmann
4	Télévision.	M. Angel	M. de Thieulloy
5	Hyperfréquences.	M. Bernier	M. Charles
6	Electronique.	M. Goudet	M. Picquendar
7	Documentation.	Cl. Lochard	Mme Angel
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. Giboin	MM. Larguier G. Roth
9	Electronique Nucléaire.	M. Surdin	M. Labeyrie
10	Formation du Personnel Technique.	M. Beurtheret	M. Gilabert

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. Benoit, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. Moussiegt, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. Corbery, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. Cachon, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. Guillien, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. Gudefin, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. Destray, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. Vogel, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. Giraud, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. S. Albagli, Chef du Laboratoire Radio-Radar de la Marine.
H. Anglès d'Auriac, Secrétaire Général du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. Bernier, Ingénieur en Chef au Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la C.S.F.
E. Courtillot, Adjoint à la Direction du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. Dascotte, Chef du Service Electronique Industrielle à la Société L.M.T.
J. Dufour, Ingénieur au Laboratoire de Recherches de la Direction Générale des P.T.T. à Berne (Suisse).
H. Forey, Directeur des Recherches Société LIP.
J. Labeyrie, Chef de la Section d'Electronique Physique au C.E.A.
M. Chabrol, Ingénieur à la C.F.T.H.
P. Deman, Ingénieur des Télécommunications. Direction de Services Radioélectriques.
Ed. Geffroy, Président Directeur Général de la Société Férisol.
G. Giniaux, Directeur Technique des Editions Chiron.
Général Guerin, Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale.
J. Ortusi, Ingénieur à la C.S.F.
J. Polonsky, Directeur Technique du Département Etudes Télévision de la C.S.F.
M. Vidrequin, Président Directeur Général de T.R.T.
M. P. Chavance, Chef du Service « Télécommunications » de la C.F.T.H.
C. Dumousseau, Chef de Service au L.C.T.
N. Felici, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.
B. Gaussot, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
Ch. Guillaud, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
P. Herreng, Directeur des Laboratoires du Département « Energie Nucléaire, Télécommunications, Electronique » de la S.A.C.M.
J. Lamarche, Ingénieur Général de 2e classe des Télécommunications, Directeur des Services techniques de la Société de Radiodiffusion de la France d'Outre-Mer.
R. de Verdière, Ingénieur en Chef des P.T.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. P. Andrieux, Ingénieur des Télécommunications.
H. Nozières, Directeur des Usines de Tubes Electroniques à la Société La Radiotechnique.
P.-M. Prache, Directeur des Recherches à la Société L.T.T.

EXTRAIT DES STATUTS

Article premier. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

Article 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Être agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	2 500 F
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études ...	1 250 F
Sociétés ou Collectivités	15 000 F
ou	35 000 F
ou	75 000 F
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	2 500 F
plus frais postaux ..	+ 500 F

INFORMATIONS

PIÈCES DÉTACHÉES

Depuis plusieurs années, un certain nombre d'organismes publics ou privés, intéressés au développement de l'électronique et de ses applications, ont pris conscience que ce développement était étroitement conditionné par les performances et le degré de qualité des pièces détachées. L'action entreprise pour promouvoir en France une industrie des pièces détachées de qualité se poursuit dans le cadre d'une étroite collaboration entre les administrations, militaires et civiles, et les organisations syndicales professionnelles. Cette action se traduit en particulier par une coordination des études, la publication de spécifications et l'homologation des pièces.

Sous cette rubrique, nous nous efforcerons désormais de présenter régulièrement à nos lecteurs des informations relatives à l'activité des organismes officiels et professionnels participant à ces travaux.

En raison de l'ampleur du problème traité, ces organismes sont nécessairement complexes, du moins en apparence. Il importait de les faire connaître le plus possible de tous ceux qui s'intéressent au développement de l'électronique afin de montrer que leur action, dont l'apparence est quelquefois rébarbative, se veut essentiellement constructive et génératrice de progrès.

Dans cette première rubrique nous donnons une description rapide des organismes mis en place par le Comité de Coordination des Télécommunications (anciennement CCTU), ce tableau sera progressivement complété par une description des autres organismes qui travaillent dans la même voie.

Les résultats obtenus feront l'objet de la deuxième partie de cette rubrique ; nous y donnerons aussi toutes les informations pratiques de nature à faciliter leur exploitation.

Rôle du Comité de Coordination des Télécommunications dans l'établissement des spécifications de pièces détachées et tubes électroniques.

Le C. C. T. a créé en 1955 un Comité de Normalisation chargé :

— de la coordination des études et des développements des pièces détachées et tubes électroniques destinés à l'ensemble des administrations et à l'industrie professionnelle,

— de l'établissement des spécifications qui leur sont applicables,

— de l'homologation de ces pièces et tubes selon ces spécifications, en vue de leur utilisation par les différents départements ministériels représentés au Comité comprenant notamment les ministères de la Guerre, de la Marine, de l'Air et des P. T. T.

Pour remplir cette mission, le Comité de Normalisation a créé des organismes d'exécution sous la forme de commissions chargées chacune de l'une des trois missions énumérées plus haut.

La Commission n° 1 examine les programmes de recherche et de développement préparés par les différentes administrations et rend compte au Comité de Normalisation des points sur lesquels une coordination paraît possible.

La Commission n° 2 prépare des spécifications et les soumet à l'approbation du Comité de Normalisation.

La Commission n° 3 instruit les demandes d'homologation des pièces détachées et soumet à la Commission d'Homologation des propositions motivées. Elle a de plus la charge du contrôle de l'homologation.

Les décisions concernant l'homologation des pièces détachées sont prises par une Commission d'Homologation siégeant au niveau du Comité de Normalisation.

Adresse des sièges et nom des présidents des organismes mentionnés ci-dessus

C. C. T., Ministère des P. T. T., 20, avenue de Ségur, Paris. *Président* : Vice Amiral CONGE.

Comité de Normalisation, Ministère des P. T. T., 20, avenue de Ségur, Paris. *Président* : Vice Amiral CONGE.

Commission n° 1, C. N. E. T., 76, avenue du Général-Leclerc, Issy-les-Moulineaux. *Président* : Ingénieur Général des Télécommunications M. SUEUR.

Commission n° 2, C. N. E. T., 76, avenue du Général-Leclerc, Issy-les-Moulineaux. *Président* : Ingénieur des Télécommunications M. ANDRIEUX.

Commission n° 3, S. E. F. T., Fort d'Issy. *Président* : Colonel LACOSTE.

Commission d'Homologation, C. N. E. T., 76, avenue du Général-Leclerc, Issy-les-Moulineaux. *Président* : Ingénieur Général des Télécommunications M. GIBLIN.

Spécification C. C. T. U. de pièces détachées.

Les spécifications C. C. T. U. de pièces détachées sont en vente au Centre National d'Etudes des Télécommunications — Département « D. I. » — 76, avenue du Général-Leclerc, Issy-les-Moulineaux. Téléphone : LEC. 40-00.

La liste qui suit est celle des spécifications approuvées depuis 1955. Les spécifications approuvées antérieurement seront progressivement révisées ; la liste complète peut être obtenue gratuitement auprès du C. N. E. T. à l'adresse ci-dessus.

CCTU 01.01 Essais généraux climatiques et mécaniques.
CCTU 02.01 Condensateurs à diélectrique mica.
CCTU 02.02 Condensateurs à diélectrique céramique à coefficient de température défini.
CCTU 02.03 Condensateurs au papier imprimé.
CCTU 04.01 Résistances agglomérées au carbone isolées.
CCTU 04.02 Résistances fixes bobinées à forte dissipation.
CCTU 04.03 Résistance à haute stabilité (à couche).
CCTU 04.04 Résistances à couche d'usage courant.
CCTU 04.05 Résistances bobinées de précision.
CCTU 05.01 Potentiomètres non bobinés.
CCTU 06.01 Noyaux magnétiques en C (spécification dimensionnelle).
CCTU 08.01 Eléments fusibles de remplacement à cartouche.
CCTU 08.02 Socles pour fusibles.
CCTU 08.03 Commutateurs rotatifs.
CCTU 09.01 Quartz oscillateurs.
CCTU 12.01 à 12.14 Batteries d'accumulateur stationnaires type « Planté ».

WRH

RÉSUMÉ DES ARTICLES

LA FABRICATION INDUSTRIELLE DES SEMICONDUCTEURS, par F. Toutain, *Chef des Services de Fabrication du Département Semiconducteurs, Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique de février 1959 (pages 61 à 67).

L'auteur présente quelques aspects de l'ensemble industriel réalisé par la Compagnie Française Thomson-Houston, pour la fabrication en grande série des dispositifs semiconducteurs.

Cet ensemble produit mensuellement près d'un million de dispositifs répartis dans des types extrêmement variés à base de Germanium et de Silicium.

L'installation et l'aménagement des salles de production est tout d'abord décrit : présentation des salles, centrales d'alimentation en gaz, fluides..., distribution des servitudes dans l'usine, implantation et aménagement des postes de travail.

L'auteur insiste ensuite sur la nécessité de déterminer parfaitement la fabrication du dispositif dans ses moindres détails, de centrer et resserrer les caractéristiques des fabrications, et enfin, d'effectuer des essais de durée et de vieillissement accélérés, afin de garantir la stabilité et la sécurité d'emploi des dispositifs fabriqués.

La dernière partie de cet article est consacrée à un examen rapide des principaux types de machines utilisées pour la fabrication des semiconducteurs, depuis l'élaboration des monocristaux de Germanium ou de Silicium, jusqu'aux opérations de contrôle final des dispositifs terminés.

Le caractère nécessaire et progressif de l'automatisation des opérations est également souligné.

ÉTUDE D'UN TRANSISTOR HAUTE FRÉQUENCE DE TYPE « DRIFT », par J. Grosvalet, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique de février 1959 (pages 68 à 73).

Il existe plusieurs solutions pour réaliser des transistors de fréquence de coupure supérieure à 30 MHz. Le choix peut être guidé vers le transistor à champ interne de type drift qui se présente comme le successeur naturel des transistors alliés. L'introduction d'une couche diffusée dans le germanium réduit l'épaisseur effective de la base du transistor, évite le phénomène de perçage et introduit un champ interne accélérant les porteurs.

Les principes de fonctionnement de cet élément étant examinés, on décrit quelles études de laboratoires ont exigé sa mise au point. Enfin, on montre comment la première réalisation en développement pose de nouveaux problèmes au laboratoire, et à quelles études ils ont conduit.

TRANSISTRONS AU GERMANIUM N P N PAR DOUBLE DIFFUSION, par R. Deschamps, *Ingénieur Civil des Télécommunications, Chargé du Laboratoire des Semiconducteurs Monocristallins de la Société Anonyme des Télécommunications.* Onde Electrique de février 1959 (pages 74 à 87).

On décrit un nouveau type de transistron.

Son domaine d'emploi se situe entre ceux des transistrons par tirage (basse fréquence) et des transistrons à base diffusée (haute fréquence). Il est obtenu par deux diffusions successives, l'une d'indium, l'autre d'arsenic.

Le principe physique en est indiqué, des calculs et des courbes permettent d'en déterminer les paramètres.

L'un de ses avantages réside dans sa simplicité de technologie de production, eu égard aux performances obtenues.

BLOCS FONCTIONNELS A TRANSISTORS, par B. Vigneron, *Chef du Service Applications, Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique de février 1959 (pages 88 et 99).

On décrit l'utilisation des blocs fonctionnels dans les trois grandes fonctions principales d'un récepteur : oscillateur-mélangeur-amplificateur moyennes fréquences - amplificateur basses fréquences.

Un examen du fonctionnement et des performances est développé pour chaque bloc pris séparément.

L'auteur souligne les avantages que peuvent apporter l'utilisation des blocs fonctionnels dans la fabrication des récepteurs radio : interchangeabilité et normalisation des circuits.

Une description des différentes combinaisons permises par la variété des blocs fonctionnels est donnée à la fin de l'article.

GÉNÉRATEUR TRANSISTORISÉ DE SIGNAUX DE BASE DE TÉLÉVISION AU STANDARD 819 LIGNES, par J. Borne, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée.* Onde Electrique de février 1959 (pages 100 à 102).

Description d'un générateur de signaux de base de télévision conçu pour être utilisé aussi bien dans un équipement léger de prises de vues de télévision que dans les équipements de studio.

Ce générateur construit avec des circuits utilisant exclusivement des semiconducteurs, est présenté sous un volume extrêmement réduit grâce à l'adoption d'une technique de câblage permettant la disposition des éléments de circuits dans les trois dimensions du montage.

L'UTILISATION DE LA CÉRAMIQUE DANS LA FABRICATION DES TUBES ÉLECTRONIQUES ET RÉPERCUSSIONS SUR LES CONDITIONS ACTUELLES D'EMPLOI, par J. Montgaillard, *Ingénieur du Service Etudes, Département Lampes, Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de février 1959 (pages 103 à 108).

L'auteur rappelle les avantages apportés par l'emploi des céramiques pour la réalisation d'enceintes de tubes électroniques. Il décrit ensuite les méthodes de fabrication de ces enceintes et les modifications de structure et de caractéristiques des tubes qui en résultent.

SUMMARIES OF THE PAPERS

FUNCTIONAL TRANSISTOR UNITS, by B. VIGNERON, *Chef du Service Applications. Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique, February 1959 (pages 88 to 99).

The use of functional units is described for each of the three main functions of a receiver : oscillator-mixer, I.F. amplifier, L.F. amplifier.

The operation and performance of each type of unit are considered separately.

The author emphasises the advantage obtained by the use of functional units : interchangeability and circuit standardisation.

A description of the different combinations obtainable from the variety of functional units available is given at the end of the article.

THE INDUSTRIAL MANUFACTURE OF SEMI-CONDUCTORS, by F. TOUTAIN, *Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique, February 1959 (pages 61 to 67).

The author describes some aspects of the manufacturing plant of the Compagnie Française Thomson-Houston for the large scale manufacture of semiconductors.

This plant produces nearly a million units a month covering a wide variety of types based on both Germanium and Silicon.

The equipment and services of the production areas are first described : arrangement of the area, centralised supplies of gas and liquids, distribution of services in the factory, location and equipment of working areas.

The author then emphasises the necessity of planning the manufacture in minutest detail, to control and improve the manufacturing tolerances, and finally, to carry out reliability and accelerated life and ageing tests in order to guarantee the stability and reliability of the manufactured units in service.

The last part of the article is concerned with a short description of the machines used in the manufacture of semiconductors from the derivation of a single crystal of Germanium or Silicon to the final checking operation of the finished article.

The use and development of automatic operation is stressed.

TRANSISTOR WAVEFORM GENERATOR FOR 819 LINE TELEVISION STANDARD, by J. BORNE, *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée.* Onde Electrique, February 1959 (pages 100 to 102).

A description is given of a television waveform generator which performs equally well in a light portable television equipment, as in studio apparatus.

This generator uses semi-conductors only, and is exceedingly small in volume because the wiring system adopted facilitates a three dimensional mounting of the components.

STUDY OF DRIFT TYPE HIGH FREQUENCY TRANSISTORS, by J. GROSVALET, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique, February 1959 (pages 68 to 73).

There are a number of ways of realising transistors with a cut off frequency higher than 30 Mc/s. The choice tends towards internal field or drift type transistors which appear to be the natural successors to the alloy type. The introduction of a diffused layer in the germanium reduces the effective thickness of the transistor base, eliminates the puncture phenomenon, and introduces an internal field to accelerate the carriers.

The operating principles of this component having been discussed, the laboratory investigations which instigated its development are then described. Finally, it is shown how the first laboratory production posed new problems and how these led to further investigations.

THE USE OF CERAMICS IN THE MANUFACTURE OF ELECTRONIC TUBES AND THE EFFECTS ON THEIR CONDITIONS OF USE, by J. MONTGAILLARD, *Ingénieur du Service Etudes, Département Lampes, Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, February 1959 (pages 103 to 108).

The author recalls the advantages obtained from using ceramics in the manufacture of the envelopes of electronic tubes. He then describes the methods of manufacture of these envelopes and the modifications in the structure and characteristics of the resultant tubes.

DOUBLE DIFFUSION GERMANIUM NPN TRANSISTORS, by R. DESCHAMPS, *Ingénieur Civil des Télécommunications Chargé du Laboratoire des Semiconducteurs Monocristallins de la Société Anonyme des Télécommunications.* Onde Electrique, February 1959 (pages 74 to 87).

A new type of transistor is described. Its field of use is intermediate between that of a drawn transistor (low frequency) and that of a base diffused transistor (high frequency). It is produced by two successive diffusions, one with indium the other with arsenic.

The physical principles and the calculations and the curves for determining the parameters are described.

One of its advantages is its technical simplicity in production having regard to the performance obtained.

RÉSUMÉ DES ARTICLES (suite)

KLYSTRONS DE PUISSANCE ÉLEVÉE EN IMPULSIONS UTILISANT UNE GRANDE PERVÉANCE, par P. PALLUEL et G. KANTOROWIEZ, *Centre d'Etudes Physique, Electronique et Corpusculaire, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique de février 1959 (pages 109 à 115).

Des évaluations théoriques montrent que le rendement des klystrons de grande puissance en impulsions est peu affecté par l'emploi de perveances élevées. L'abaissement corrélatif de la tension appliquée est avantageux à la fois pour la construction des alimentations et pour certaines caractéristiques des tubes.

Deux modèles de klystrons scellés, utilisant des perveances de 2 à 3.10⁻⁶ et des cavités à accords fixes fournissent à 3 000 Mc/s respectivement 5 mégawatts à 125 kilovolts et 20 mégawatts à 240 kilovolts ; le rendement est 35 à 40 %, le gain 25 dB pour 3 cavités et 40 dB pour 4 cavités, la bande à 1 dB est de l'ordre de 60 Mc/s.

Une construction très massive assure la stabilité et la reproductibilité des performances.

QUELQUES ASPECTS DE LA FABRICATION DES QUARTZ, par J. LATTARD, *Ingénieur E.S.E., Société le Matériel Téléphonique.* Onde Electrique de février 1959 (pages 116 à 124).

La fabrication des quartz piézoélectriques pour oscillateurs ou filtres radioélectriques fait appel à de nombreuses techniques très différentes. Le présent article propose simplement au lecteur la visite rapide d'un atelier de fabrication.

La première partie du travail concerne des opérations mécaniques de sciage et de rôdage pour lesquelles la dureté du quartz naturel utilisé impose l'emploi d'outils diamantés et d'abrasifs sélectionnés.

Le nettoyage de la lamelle fait appel aux ultrasons alors que son montage entre électrodes est effectué par évaporation sous vide. Le réglage en fréquence procède soit de la galvanoplastie soit encore de l'évaporation.

L'électronique tient une place de choix à toutes les étapes délicates de la fabrication sous forme d'un matériel de grande précision pour la mesure des fréquences radioélectriques.

LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES AU TANTALE A ÉLECTROLYTE SOLIDE, par NGUYEN THIEN CHI, *Département de Recherches Physico-Chimiques, Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de février 1959 (pages 125 à 128).

Les condensateurs au tantale, à électrolyte solide (condensateurs secs) présentent de sérieux avantages par rapport aux modèles à électrolyte liquide.

L'auteur rappelle leur principe de fonctionnement, donne un bref exposé technologique de réalisation des types à anodes frittées et annonce quelques résultats obtenus aux laboratoires C.S.F.

MICROPHONES SPÉCIAUX POUR MILIEUX BRUYANTS par J. BELLUGUE, *Directeur à la Société Socapex.* Onde Electrique de février 1959 (pages 129 à 132).

La transmission de la parole en milieux bruyants est rendue possible par l'emploi de microphones spéciaux sensibles aux seules sources sonores très proches. De tels microphones sont étudiés pour présenter un effet différentiel ; ils apportent de ce seul fait une amélioration de 20 dB du rapport signal/bruit pour tout le spectre sonore transmis et une amélioration de 40 dB pour des bruits de basses fréquences. Les microphones différentiels sont de plus directifs pour toute la gamme des fréquences sonores et ils permettent une excellente intelligibilité.

MOTEURS A BOBINAGES IMPRIMÉS POUR SERVO-MÉCANISMES A HAUTES PERFORMANCES, par J. HENRY-BAUDOT, *Ingénieur E.S.E. à la Société d'Electronique et d'Automatisme.* Onde Electrique de février 1959 (pages 133 à 137).

Après avoir rappelé certains principes et expériences de base de l'électrotechnique, comme la roue de Barlow et l'Anneau Gramme, l'auteur montre comment les nouvelles techniques dites de « Circuits imprimés », ont permis de concevoir et de réaliser des moteurs à entrefer plan présentant des caractéristiques absolument nouvelles et particulièrement intéressantes pour les servo-mécaniciens : très faible temps de réponse, haute définition angulaire, faible inertie, couple élevé, aptitude à fonctionner aux très faibles vitesses avec un échauffement réduit, gamme de puissance s'étendant de quelques watts à plusieurs kilowatts.

Tableau de caractéristiques — Photos de structure et d'applications de moteurs « Servalco ».

ANTIPARASITAGE DES MACHINES ÉLECTRIQUES DE PETITE PUISSANCE, par J. CANTENER, *Société « Le Condensateur Céramique »*, et R. MICLO, *Département de Recherches Physico-Chimiques, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique de février 1959 (pages 138 à 145).

Après avoir résumé la législation française relative à l'antiparasitage, on examine la situation de quelques appareils de grande diffusion vis-à-vis de cette législation. Il résulte de cet examen que ces appareils ne répondent pas aux normes en vigueur en France comme à l'étranger. On montre comment, à l'aide de filtres complexes, employant des condensateurs céramiques et des selfs à noyaux de ferrites, il est possible de respecter ces normes, tout en réalisant des antiparasitages de très faible encombrement.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

SPECIAL MICROPHONES FOR NOISY LOCATIONS, by J. BELLUGUE, *Directeur à la Société Socapex*. Onde Electrique, February 1959 (pages 129 to 132).

Speech transmission from noisy locations is made possible by the use of special microphones which are only sensitive to very close sound sources. Such microphones are arranged to produce a differential effect, and from this feature alone they can give an improvement in signal to noise ratio of 20 dB for the complete transmitted spectrum and of 10 dB for the low frequencies. Differential microphones are directive for the whole frequency range and give excellent intelligibility.

HIGH POWER IMPULSE KLYSTRONS USING HIGH PERVEANCE, by P. PALLUEL and G. KANTOROWIEZ, *Centre d'Etudes Physique Electronique et Corpusculaire, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique, February 1959 (pages 109 to 115).

Theoretical considerations show that the efficiency of high power impulse klystrons is not greatly influenced by the use of high perveance. The reduction of applied voltage is of advantage both for the construction of the supply and for certain characteristics of the tubes.

Two models of sealed klystrons using a perveance of 2 to 3×10^{-6} with fixed resonant cavities provide, at a frequency of 3 000 Mc/s, 5 megawatts at 125 kV and 20 megawatts at 240 kV. The efficiency is 35 to 40 %, the gain is 25 dB for 3 cavities and 40 dB for 4 cavities ; the bandwidth for 1 dB is in the order of 60 Mc/s. Massive construction ensures the stability of reproduceability of the performance.

MOTORS WITH PRINTED WINDINGS FOR HIGH PERFORMANCE SERVO MECHANISMS, by J. HENRY-BAUDOT, *Ingénieur E.S.E. à la Société d'Electronique et d'Automatisme*. Onde Electrique, February 1959 (pages 133 to 137).

Having first recalled certain basic electro-technical principles and experiments, such as Barlow's wheel and the Gramme ring armature, the author shows how printed circuit techniques allow the construction of motors with a plane air gap, having completely novel characteristics of considerable interest to servo specialists, such as : low time of response, high angular resolution, low inertia, high torque, good performance at slow speeds with little heating, power range from a few watts to several kilowatts.

There is a table of characteristics and photographs showing the construction and applications of « Servalco » motors.

SOME ASPECTS OF QUARTZ CRYSTAL MANUFACTURE, by J. LATTARD, *Ingénieur E.S.E. Société le Matériel Téléphonique*. Onde Electrique, February 1959 (pages 116 to 124).

Quartz crystal manufacture for oscillators and filters calls upon a number of widely differing techniques. The present article takes the reader on a rapid visit to a crystal factory. The first part is concerned with the mechanical operations of sawing and grinding, and here the natural hardness of the quartz makes it necessary to use diamond tools and special abrasives. For cleaning a section, ultrasonic methods are used, whilst for mounting it between electrodes evaporation in vacuo is employed. Tuning is accomplished either by electroplastic methods or again by vacuum evaporation. Electronic methods are used at all stages in the form of high prescision frequency measurements.

NOISE SUPPRESSION ON SMALL ELECTRICAL MACHINES, by J. CANTENER, *Société Le Condensateur Céramique*, and R. MICLO, *Département de Recherches Physico-Chimiques, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique, February 1959 (pages 138 to 145).

The author first summarises the legislative position in France with respect to noise suppression, and then examines some very noisy equipment in relation to the legislation. It is seen that these items do not meet the requirements in force in France and elsewhere. The author shows that by means of filters using ferrite cored coils and ceramic capacitors, it is possible to meet the legal requirements and at the same time to produce very compact suppressors.

SOLID ELECTROLYTE TANTALUM ELECTROLYTIC CONDENSERS, by NGUYEN THIEN-CHI, *Département de Recherches Physico-Électroniques, Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, February 1959 (pages 125 to 128).

Solid electrolyte tantalum condensers offer important advantages compared with those with liquid electrolyte.

The author recalls the principle of their operation and gives a short technical résumé of the production of sintered anode types and gives the results obtained in the C.S.F. Laboratories.

FABRICATION INDUSTRIELLE DE DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS

PAR

F. TOUTAIN

Chef des Services de Fabrication
du Département Semiconducteurs
de la Compagnie Française Thomson-Houston

Dès 1952, le Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston effectue des recherches dans le domaine des semiconducteurs et des fabrications de cristaux hyperfréquences. Ces activités aboutissent à la création en janvier 1956 d'un Département Semiconducteurs, chargé de poursuivre les études sur les semiconducteurs et d'entreprendre la fabrication industrielle de dispositifs destinés au matériel professionnel, militaire, et également, au Secteur « Grand Public ».

Etant donné l'extension extrêmement rapide des besoins du marché français, les réalisations de laboratoire sont transformées progressivement de janvier 1956 à mai 1957, en une fabrication industrielle de très grande série.

Cette transformation et cette évolution rapides sont rendues particulièrement délicates par la nature scientifique des fabrications et par la nécessité de centrer et de garantir les caractéristiques des dispositifs livrés à la clientèle.

Les productions actuelles sont, pour les principaux types de fabrication, transistors ou diodes à pointe, de l'ordre de plusieurs centaines de milliers d'exemplaires par mois.

Par ailleurs, pour répondre aux exigences de la clientèle, il est nécessaire de présenter un nombre important de modèles différents : diodes, transistors, tétrodes, redresseurs... à base de germanium ou de silicium, et également, pour de faibles ou moyennes puissances (fig. 1).

Près d'un million de dispositifs sortent ainsi chaque mois de l'ensemble des lignes spécialisées du Département Semiconducteurs.

Cette production nécessite une organisation et des moyens industriels puissants, précis et adaptés. Le Département occupe actuellement 800 personnes environ.

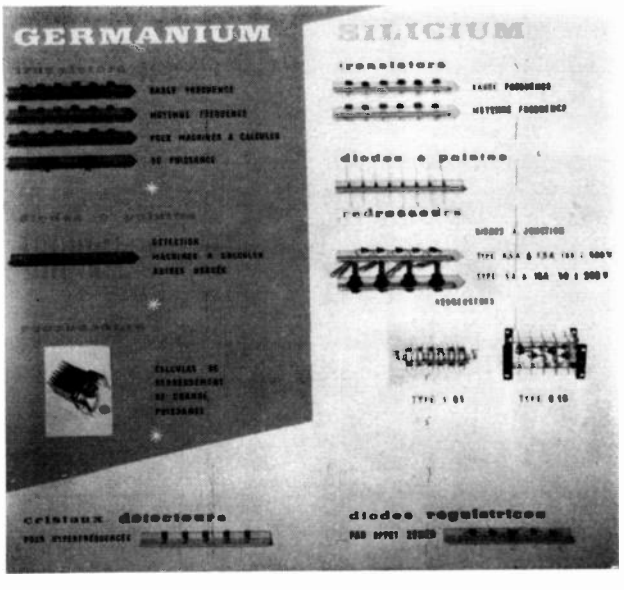


Fig. 1. — Tableau des principales fabrications du Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston.

1. — Installation et aménagement des salles de production.

1.1. — Présentation des salles.

La propreté, le soin extrême, la minutie nécessaires à l'accomplissement de chaque opération, depuis l'élaboration des monocristaux jusqu'aux opérations finales de montage, nécessitent un cadre adapté (fig. 2).

Les salles de fabrication sont propres et claires : sols, murs et plafonds revêtus de produits plastiques parfaitement lisses et lavables, éclairage mixte incandescent, fluorescent très diffus et suffisamment puissant, conditionnement et dépoussiérage de l'air admis

FIG. 2. — Salle de fabrication des transistors.

dans les Salles de fabrication avec une surpression légère, règles de propreté strictes pour les locaux et le personnel qui y est admis.

L'ambiance qui pourrait être quelque peu « clinique » se trouve compensée par un choix et une harmonie étudiés de couleurs fonctionnelles, propres à placer le personnel qui se trouve dans ces salles, dans une disposition appropriée à la nature répétitive des travaux effectués.

1.2. — CENTRALES D'ALIMENTATION.

En plus des besoins énergétiques courants, il est nécessaire d'utiliser pour les opérations de fusion et d'alliages, des gaz tels que l'argon, l'azote, l'hydrogène à l'état très pur et, de l'air extrêmement sec.

Les rinçages qui interviennent après les attaques acides effectuées, soit au cours de l'élaboration des métaux de base, soit au cours des opérations de fabrication, s'opèrent dans beaucoup de cas avec de l'eau très pure, désionisée, dont la résistivité atteint plusieurs mégohms.

Les attaques chimiques nécessitent en outre des ventilations puissantes, de façon à éviter la pollution des salles de fabrication.

Toutes ces servitudes sont assurées par des centrales spécialisées :

— Centrales de gaz, avec dispositifs d'assèchement automatiques ;

— Centrale d'eau désionisée (voir fig. 3) avec pompes en chlorure de polyvinyle pour distribution sous pression ;

— Centrale de ventilation avec dispositifs de neutralisation des vapeurs.

1.3. — DISTRIBUTION DES FLUIDES.

A partir de ces centrales, les distributions s'opèrent dans l'usine suivant un réseau de « mailles primaires » isolables les unes des autres. Cette règle est également suivie pour la distribution électrique, l'eau courante et le gaz d'éclairage.

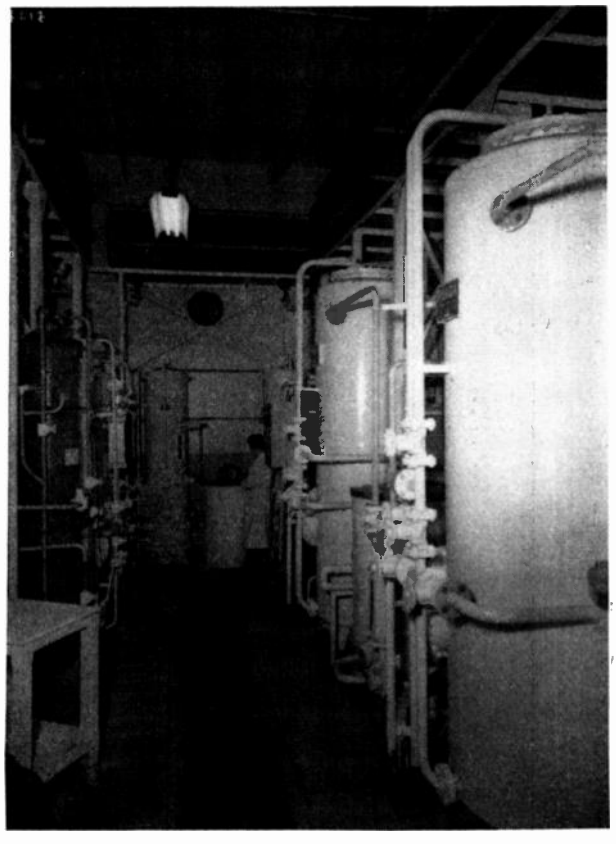


FIG. 3. — Centrale d'eau désionisée.

Ces mailles primaires, plusieurs pour chaque salle de fabrication alimentent à la demande, des « lignes secondaires ».

Ces lignes secondaires correspondent à des tronçons de lignes de fabrication et sont isolables entre elles.

Les branchements des postes de travail sont effectués sur les lignes, à partir de prises individuelles à démontage rapide.

Ces mailles primaires, ces lignes secondaires et ces branchements, sont normalisés et codifiés à partir de la géométrie de l'usine et d'un module de surface (fig. 1).

FIG. 4. — Salle de fabrication — Détail des distributions de gaz, fluides et électricité.

L'ensemble de ces dispositions permet une grande souplesse d'utilisation et d'adaptation. Ce qui présente un grand intérêt étant donné le caractère évolutif du marché des semiconducteurs. Il est en effet possible de convertir rapidement et économiquement une salle d'un type de fabrication à un autre.

1.1. — IMPLANTATION DES POSTES DE TRAVAIL.

Pour l'ensemble de ces salles, trois types d'implantation sont pratiqués :

Implantation groupée.

Les machines et outillages sont groupés par familles d'opérations.

C'est le cas des salles dans lesquelles se trouvent groupés les fours d'extraction des monocristaux (voir figure 5), et également des salles de tronçonnage, polissage et découpage des pastilles.

Implantation en ligne.

Les machines et outillages sont placés en une ligne, généralement droite, les opérations se succédant d'un poste au suivant dans l'ordre logique et successif du montage.

C'est le cas des lignes de fabrication de dispositifs. Depuis l'opération initiale de soudure de la pastille de germanium sur son support élémentaire, jusqu'à l'opération finale de contrôle du dispositif terminé (voir fig. 2), tous les postes de travail sont placés dans l'ordre des opérations de montages et de fabrication.

Implantation fonctionnelle.

Les machines et outillages sont placés dans une disposition adaptée spécialement à leur fonction et au transfert de pièces qui s'opèrent des unes aux autres.

C'est le cas des lignes automatiques où les machines principales sont placées en fonction des alimentations ou transferts de pièces ou de matières, qui s'effectuent entre elles d'une façon automatique et continue.

2. — Détermination des fabrications.

Les études de laboratoire, puis les études de fabrication ont pour but essentiel la mise au point de spécifications qui codifient et déterminent avec une grande précision et dans le moindre détail :

— la géométrie du dispositif ;

— les produits de base utilisés, ainsi que les pièces détachées ;

— les modes opératoires ainsi que leur contrôle systématique ou périodique ;

— les méthodes de détection des incidents ou défauts, tant sur les outillages que sur les résultats d'opérations partielles ;

— les contrôles et essais finaux : mesures de caractéristiques, regroupement par classe de produits, essais de vieillissement et de corrosion, mise d'échantillons en essais de durée suivant des cycles précis.

La durée et la qualité de chacune des « micro-opérations » élémentaires qui conduisent au produit fini, conditionnent directement le prix et la qualité du produit.

Toutes ces opérations sont étudiées et essayées avec une grande minutie. Une description d'une précision extrême en est ensuite effectuée : le technicien et le spécialiste des études de temps et de mouvement ont donc un travail de mise au point et de rédaction considérable.

Pour arriver en outre à centrer les fabrications dans les qualités et les pourcentages requis par le marché commercial, il est nécessaire de resserrer les conditions élémentaires et d'établir des corrélations.

Pour un type de dispositif, l'ensemble des documents de spécifications représente un ouvrage de plusieurs centaines de pages.

3. — Machines et outillages — Automatisation des fabrications.

3.1. — PRINCIPES GÉNÉRAUX.

La détermination précise des opérations d'élaboration du dispositif, depuis le raffinage des métaux de base, jusqu'à l'essai de durée du dispositif terminé, conduit à la réalisation d'outillages et de machines spéciales.

L'extrême qualité des opérations élémentaires et leur grande répétition (une opération élémentaire sur un poste de montage dure, en moyenne, moins d'une seconde) ont amené une automatisation progressive des fabrications ; l'objectif étant qualité et prix de revient.

Etant donné la nouveauté des fabrications et leur évolution constante, il a fallu toutefois procéder par étapes prudentes et successives :

— Réalisation et mise au point de machines simples fixant avec précision des opérations élémentaires.

L'intervention manuelle subsiste, et la cadence de production est en général déterminée par l'opérateur.

— Réalisation et mise au point de machines complexes fixant des groupes d'opérations élémentaires communes à plusieurs types de fabrication.

L'intervention de l'opérateur est limitée à des opérations de charge, de contrôle et de surveillance.

La sujétion de la qualité et de la durée de l'opération, à la dextérité de l'opérateur ou à sa fatigue nerveuse ou physique, est pratiquement supprimée.

Il s'agit, en quelque sorte, d'unités de micro-machines transfert.

— L'étape actuellement en cours de développement consiste à assurer automatiquement les opérations de transfert d'une unité à une autre.

La nature complexe des opérations, à la fois mécaniques, chimiques, électriques ou physiques, condamne l'emploi de machines classiques : chaque machine, chaque outillage, est étudié, fabriqué, essayé, pour l'usage spécial qui doit en être fait.

Ces machines utilisent et assemblent toutes les ressources de la mécanique de précision et de l'électronique industrielle, les solutions pneumatiques ou hydrauliques... Les grandes cadences de travail demandées à ces machines imposent d'autre part une robustesse et une sécurité de fonctionnement très grandes.

On aboutit rapidement, pour travailler sur des pièces de quelques milligrammes, à des machines pesant plusieurs centaines de kilos.

Dans un autre ordre d'idée, il a fallu également étudier et réaliser de véritables bancs d'essai qui soumettent des échantillons prélevés dans chaque lot de fabrication à des « fatigues » thermiques, mécaniques, électriques, accélérées et situées au-delà des limites fixées par les Cahiers des Charges, et caractéristiques catalogue.

La longévité du dispositif et sa stabilité, au travers de toutes les vicissitudes de service qu'il subira en utilisation, peuvent être alors garanties.

3.2. — Types de machines.

Un certain nombre d'opérations préparatoires s'insèrent dans le cadre de la métallurgie ou de la mécanique de précision. Des moyens classiques, mais de haute qualité sont alors utilisés : petits laminoirs, bancs de tréfilage ou d'étirage de précision, moyens de contrôle physicochimiques poussés, presses et outils de découpe, d'emboutissage et de formage, tours automatiques de précision,...

En revanche, les opérations de préparation des monocristaux (fig. 6) et de réalisation des dispositifs nécessitent des types de machines et d'outillages assez particuliers.

Très schématiquement il est possible d'examiner quelques types :

Fours — Fonction métallurgique.

— Réduction et purification du germanium : à partir de l'oxyde de germanium, obtention de métal de haute pureté (1 atome d'impureté pour 10^6 atome de germanium).

— Elaboration des monocristaux à partir de métal silicium ultrapur, ou de germanium métal.

— Réalisation des alliages, entre métaux ou entre verre et métal, et des combinés semiconducteurs *n-p*, *p-n-p*, *n-p-n*,...

— Traitements thermiques, vieillissement.

Ces fours possèdent des zones de chauffe obtenues, soit par haute-fréquence, soit par résistance.

Suivant les utilisations des principes différents de construction sont appliqués :

— Déplacement horizontal ou vertical d'une zone liquide, le métal étant ou non placé dans une nacelle :

Purification du germanium par le procédé dit de « fusion de zone » (zone melting). Production du monocristal de germanium par le procédé dit de zone horizontale (zone levelling). Production du monocristal de silicium par le procédé dit de « zone flottante » (floating zone).

— Fusion du métal dans un creuset et extraction du monocristal par plongée d'un germe monocristallin dans ce bain de métal, et tirage vertical progressif. Ce tirage est accompagné d'un mouvement de rotation (voir figure 5).

Fig. 5. — Fours d'extraction de monocristaux de germanium par la méthode de Czochralski.

Ce procédé est utilisé pour le tirage des monocristaux de germanium et de silicium.

— Translation des pièces, sur un tapis métallique, au travers de zones chaudes dont les températures suivent une loi de variation adaptée au travail à effectuer. Ces « fours », dits « à passage » sont très largement utilisés pour les opérations d'alliages.

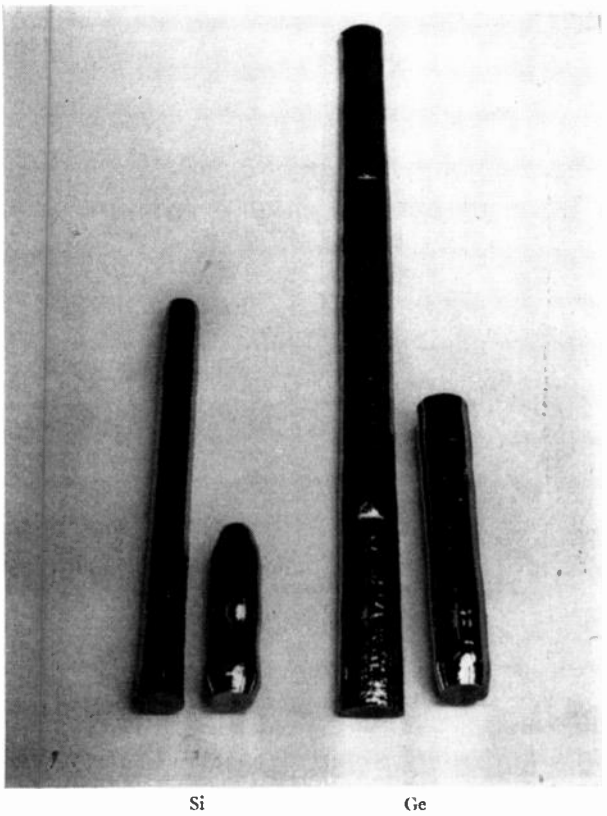
— Fours thermiques classiques à infra-rouge, ou à résistance, avec éventuellement dispositif de brassage de l'atmosphère interne pour homogénéiser la température.

Ces fours sont utilisés, soit pour des séchages, des vieillissements ou des traitements thermiques.

— Pour des fusions très localisées et très réduites en volume, dispositifs réalisant des flux étroits de gaz chauds.

Dans tous ces fours on utilise des atmosphères adaptées : vide, argon, azote, azote hydrogéné...

Afin de rendre plus industrielle l'utilisation des fours, de nombreux aménagements ont été adaptés à ces ensembles : régulateurs automatiques de température, programmateurs, chargement et déchargement automatiques, dispositifs de sécurité et de contrôle, sas d'entrée et de sortie,...



Si Ge

FIG. 6. — Monocristaux de germanium et de silicium

— *Dispositifs d'électrolyse, d'attaque, de rinçage : fonction chimique.*

Dissolution de tous les oxydes et combinaisons chimiques susceptibles d'altérer la pureté des métaux utilisés, de modifier les tensions superficielles des métaux devant être mis en contact électrique ou mécanique ou de perturber par des phénomènes marginaux les effets semiconducteurs

— Décapage du germanium ou du silicium, avant purification par zone liquide, ou avant fusion pour extraction du monocristal

— Nettoyage des pièces avant utilisation, montage, soudure...

— Attaque des couches de recombinaison au voisinage des jonctions.

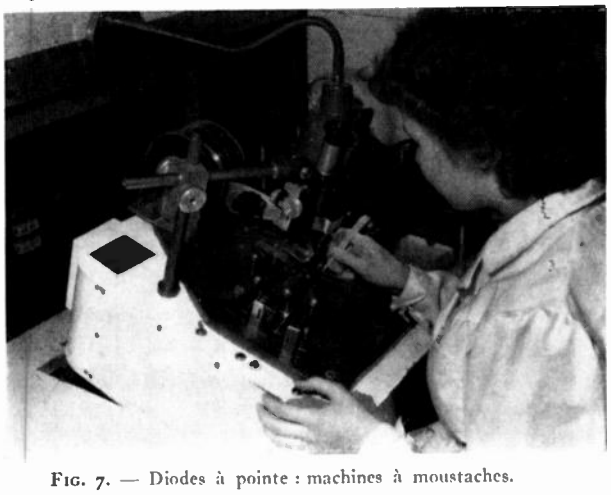


FIG. 7. — Diodes à pointe : machines à moustaches.

FIG. 8. — Transistors : machine à souder et à former les connexions.

Dans ce type de fonction, on trouve non seulement des postes de travail sensiblement analogues à ceux rencontrés dans les laboratoires de Chimie, mais également des ensembles automatiques, où les opérations d'attaque chimique, d'électrolyse, de rinçage... s'effectuent sans intervention manuelle, les pièces ou les solutions se déplaçant suivant des cycles déterminés.

— *Dispositifs d'assemblage et de contrôle dimensionnel : fonction mécanique*

— Opération de formage des connexions ou électrodes

— Soudure des connexions, des supports de plaquettes ou bâtonnets de Ge ou Si, sur les embases ou fils

— Assemblage ou positionnement de pièces ou de fractions élémentaires

— Fermeture des enceintes étanches renfermant les élément semiconducteurs

— Contrôle des cotes : positionnements, épaisseurs, diamètres...

Dans la plupart des cas il s'agit de machines spéciales groupant des ensembles plus ou moins importants d'opérations et comportant des outils mécaniques ou électriques adaptés (voir figure 7-8-9-10).

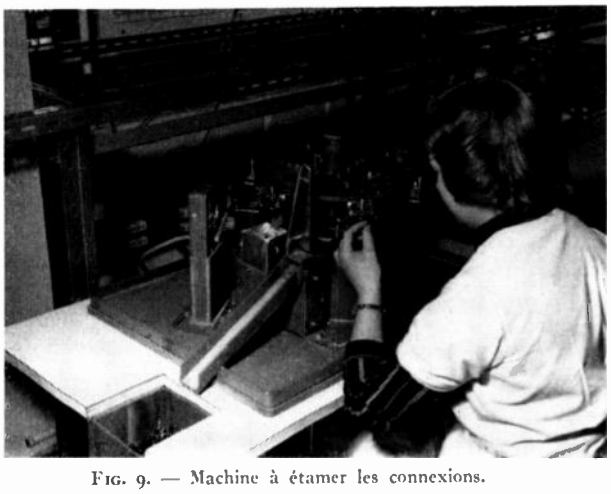


FIG. 9. — Machine à étamer les connexions.

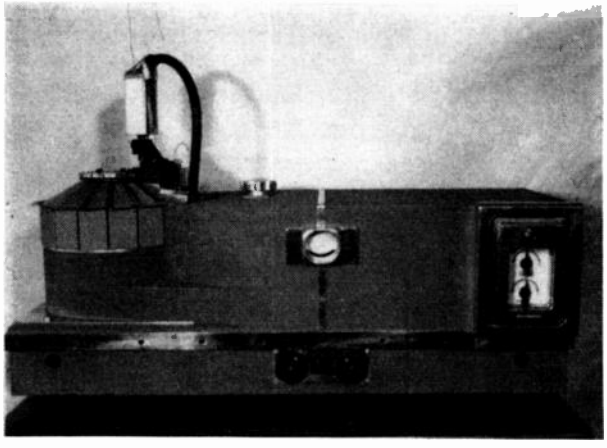


FIG. 10. — Machine automatique électronique à trier les pastilles de germanium ou de silicium (dimensions des pastilles : carré d'environ 1 mm de côté, épaisseur : quelques dixièmes de mm — Précision du tri : le micron).

Afin de réduire les temps, les pièces se déplacent automatiquement d'un outil élémentaire à un autre. La cadence de travail de la machine correspond alors à la durée d'une opération élémentaire.

Ces machines sont de haute précision. Elles doivent en effet effectuer toutes les opérations sur des pièces dont les dimensions sont extrêmement faibles, souvent inférieures au millimètre et dont les tolérances ne doivent pas excéder quelques microns : fil d'or ou de tungstène de l'ordre de 30 microns dans le cas des diodes à pointe, ruban de nickel d'environ 0,30 millimètre de section pour les transistors, pastilles d'indium, d'étain de quelques dixièmes de millimètres, etc.

— *Dispositifs de contrôle des caractéristiques : fonction électronique*

— Mesure des paramètres électriques des dispositifs

— Dispositifs de mise en fonctionnement — débit, impulsions — pour vieillissement accéléré et contrôle de stabilité.

Toutes les ressources de la métrologie électronique sont utilisées : oscillographes, traceurs de courbe, ampèremètres et voltmètres électroniques, générateurs d'impulsion, alimentations spéciales, fréquencemètres (figure 11).

Ces unités sont souvent regroupées de façon à pouvoir, d'une façon quasi automatique, injecter dans le dispositif les différents éléments d'entrée, courant ou tensions et obtenir ainsi des éléments de réponse extrêmement clairs (voyants de couleur — aiguilles) qui permettent immédiatement de déterminer la catégorie du produit contrôlé.

Ces simplifications et ces regroupements ont conduit progressivement à la réalisation de machines qui assurent le tri automatique d'éléments placés en vrac, à l'entrée de la machine. A partir de six à huit paramètres électriques de base : tension, courant directs et inverses, polarités, tensions limites d'utilisation, les dispositifs, diodes par exemple, sont placés automatiquement dans une quinzaine de cases correspondant aux catégories commerciales (voir figure 12).

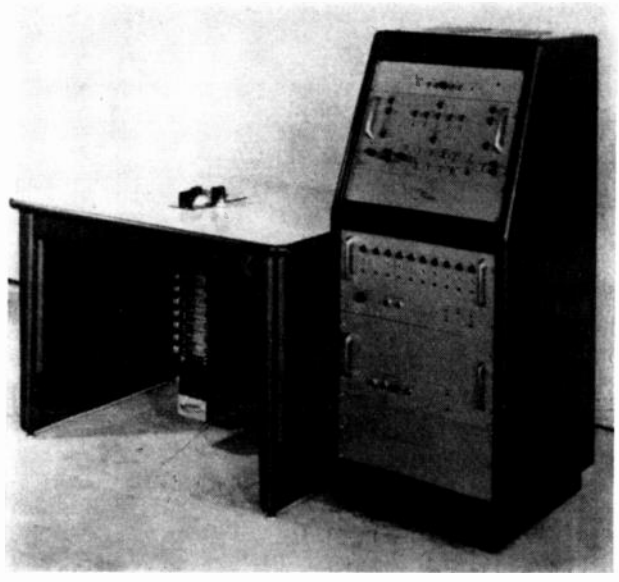


FIG. 12. — Machine automatique à trier les diodes à pointe subminiatures.

FIG. 11. — Salle de mesures électriques

FIG. 13. — Banc d'essai thermique, en débit électrique, des diodes à jonction silicium.

Des alimentations, souvent conséquentes, permettent également de soumettre systématiquement, soit l'ensemble des productions, soit des prélèvements échantillons, à des conditions de fonctionnement extrêmement dures (figure 13), ceci permet de stabiliser les dispositifs, ou de s'assurer de leur robustesse.

4. — Conclusion.

Le caractère complexe et scientifique des fabrications de dispositifs semiconducteurs, la diversité des techniques utilisées, la nécessité de séries importantes et de prix de revient peu élevés, la grande sécurité nécessaire à l'utilisation, conduisent à un ensemble industriel de haute qualité.

Des méthodes et outillages modernes, des équipes de techniciens venant de tous les horizons industriels et scientifiques, des usines et une organisation adaptées ont permis l'essor rapide de ces nouveaux venus dans l'industrie électronique.

Chaque année voit augmenter dans des proportions extrêmement larges le volume des productions du Département Semiconducteurs Thomson-Houston. L'effort industriel effectué permet en outre d'assurer des prix en amélioration importante et constante pour une sécurité, une qualité accrues et des possibilités de plus en plus étendues.

ETUDE D'UN TRANSISTOR HAUTE FRÉQUENCE DE TYPE "DRIFT"

PAR

J. GROSVALET

Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.

1. — Introduction.

Lorsque se pose le problème d'obtenir des transistors ayant des fréquences de coupure supérieures à 30 ou 40 MHz, il apparaît qu'il existe plusieurs voies pour atteindre la solution.

Le fabricant de transistors se trouve alors devant un choix à faire entre plusieurs techniques. On sait d'abord que le transistor allié classique n'est pas susceptible de conduire à une fabrication d'éléments de $f\alpha$ supérieure à 15 ou 20 MHz avec un rendement raisonnable, ceci pour diverses raisons : impossibilité de réduire les dimensions au delà d'une certaine limite sans transformer la fabrication en tour de force, limitation apportée à la réduction de l'épaisseur de base par l'existence de la tension de perçage.

On peut réduire l'épaisseur de base sans risquer cet inconvénient par les techniques où la région de base est plus impure que la région collecteur. C'est le cas du transistor base diffusée [1]. Ce transistor qui fait appel aux techniques de diffusion et d'évaporation sous vide donne d'ailleurs des fréquences de coupure de l'ordre de plusieurs centaines de MHz. On peut également éviter le perçage par la technique des transistors tirés ou tirés-diffusés.

Une autre méthode consiste à réduire les dimensions effectives des régions utiles au fonctionnement par voie purement électrique. C'est le cas de la tétrode à double contact de base, où l'introduction d'un champ électrique transverse dans la région de base réduit les surfaces effectives d'émetteur et de collecteur [2].

Nous examinerons plus loin les domaines d'application de ces divers éléments. On remarquera qu'ils font tous appel à des techniques très différentes de la technique du transistor allié classique.

Le transistor « drift » ou transistor à champ interne [3] au contraire tout en permettant d'atteindre des fréquences de coupure de 30 à 120 MHz, se présente comme le successeur naturel des transistors alliés.

C'est la raison qui a conduit le Centre de Recherches Physico-Chimiques de la C. S. F. à entreprendre son étude en vue de son développement et de sa fabrication à l'usine de Saint-Egrève.

Nous allons donner brièvement les principes de fonctionnement de ce transistor et nous examinerons les études de laboratoire auxquelles il a donné lieu en liaison avec son développement. Nous terminerons en indiquant où se place ce transistor dans la gamme des transistors germanium à haute fréquence.

2. — Principes de fonctionnement du transistor « drift ».

2.1. Le transistor que nous allons examiner est un transistor *pnp* dont l'émetteur et le collecteur sont réalisés par la technique d'alliage. La différence essentielle avec un transistor allié est l'existence d'une couche diffusée de type *n* sur le côté de la plaquette de germanium où est allié l'émetteur.

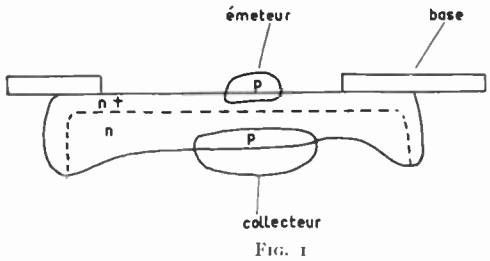


FIG. 1

Le rôle de cette couche diffusée est très important. Ses avantages sont les suivants :

a) Le collecteur peut être allié sur du germanium *n* de forte résistivité (bonne tenue en tension, faible capacité).

b) La couche diffusée empêche la région de charge d'espace s'étendant à partir du collecteur d'atteindre l'émetteur. Le phénomène de perçage est ainsi évité. L'épaisseur réelle de la base se trouve ainsi ramenée à l'épaisseur de la couche diffusée comptée à partir de l'émetteur.

c) La résistance de base est réduite.

d) La couche diffusée fait apparaître un champ interne dans la base, accélérant les porteurs et accroissant ainsi la fréquence de coupure.

2.2. Le champ interne.

Lorsqu'il existe au sein d'un demi-conducteur une répartition non uniforme d'atomes donneurs ou accepteurs, c'est-à-dire de charges fixes, il apparaît un champ interne ; on peut comprendre immédiatement son origine en remarquant qu'à l'équilibre les courants doivent être nuls dans le semi-conducteur. Or la répartition non uniforme des charges fixes est associée en raison de la neutralité électrique à une répartition non uniforme de charges mobiles. Ces charges mobiles auraient alors tendance à diffuser sous l'influence du gradient de concentration. Le champ électrique interne qui apparaît est celui qui s'oppose à ce courant de diffusion.

On peut l'évaluer simplement en écrivant que les courants de trous et d'électrons sont nuls dans le semi-conducteur à l'équilibre.

$$\left.\begin{aligned} j_p &= -qD_p \operatorname{grad} p + \mu_p qp E = 0 \\ j_n &= qD_n \operatorname{grad} n + \mu_n qn E = 0 \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Ces 2 équations donnent immédiatement le champ :

$$E = \frac{D_p}{\mu_p}\frac{\operatorname{grad} p}{p} = -\frac{D_n}{\mu_n}\frac{\operatorname{grad} n}{n} \quad (2)$$

Ou dans le modèle unidimensionnel généralement utilisé :

$$E = \frac{D_p}{\mu_p}\frac{p'}{p} = -\frac{D_n}{\mu_n}\frac{n'}{n} \quad (3)$$

De la relation d'équilibre (4) : $np = n_i^2$ on tire :

$$\frac{n'}{n} = -\frac{p'}{p}$$

et avec la relation d'Einstein :

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q}$$

$$E = -\frac{kT}{q}\frac{n'}{n} \quad (5)$$

Dans le cas d'une couche diffusée, la répartition des électrons est imposée par la répartition des atomes donneurs N_d et le champ a pour valeur :

$$E = -\frac{kT}{q}\frac{N_d'}{N_d} \quad (6)$$

C'est ce champ qui dans le transistor drift va aider au transport des porteurs de l'émetteur vers le collecteur. Dans le cas d'une couche diffusée, la répartition des atomes donneurs à partir de la surface est donnée par :

$$N_d(x) = N_{d_0} \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{Dt}} = N_{d_0} \operatorname{erfc} \frac{x}{\lambda_D} \quad (7)$$

Cette loi ne conduit pas à une valeur constante du champ E. En toute rigueur E n'est constant que pour :

$$\frac{N_d'}{N_d} = \text{Cte}$$

c'est-à-dire pour une répartition exponentielle. On introduit habituellement dans les calculs la valeur moyenne du champ donnée par la répartition (7). Cette valeur moyenne étant prise sur la longueur comprise entre la surface de la région p émetteur ($x = x_E$) et le point où, $N_d(x)$ devient égal à la concentration $N_d(W)$ en donneur dans le matériau de départ ($x = W$).

Si F est cette valeur moyenne, on aura :

$$F(W - x_E) = \int_{x_E}^{W} E(x)\,dx =$$

$$-\frac{kT}{q}\int_{x_E}^{W}\frac{dN_d}{N_d + N_i} = \frac{kT}{q}\log\left[\frac{N_d(xe) + N_d(W)}{2N_d(W)}\right]$$

Si l'on considère une épaisseur de 10 μ, et des concentrations :

$$N_d(x_e) = 1{,}5.10^{17} - N_d(W) = 0{,}8.10^{14}$$

on trouve un champ moyen F de l'ordre de 200 volts-cm^{-1}.

Nous allons examiner maintenant quelles sont les conséquences de l'existence de ce champ sur le fonctionnement du transistor.

2.3. Répartition des porteurs dans la base. Gain.

La répartition des porteurs minoritaires dans la base s'obtient aisément à partir des équations régissant les courants de trous.

$$\begin{cases} j_p = -q\,D_p\dfrac{dp}{dx} + q\,\mu_p\,pF \\ \operatorname{div} j_p = \dfrac{dj_p}{dx} = -\dfrac{pq}{\tau} \end{cases} \qquad (9)$$

ce qui conduit à :

$$-D_p\frac{d^2p}{dx^2} + \mu_p\frac{dp}{dx}F = -\frac{p}{\tau} \qquad (10)$$

En posant : $K = \dfrac{qF}{2kT}$ et $A = \sqrt{K^2 + \dfrac{1}{L^2}}$

L = longueur de diffusion des trous dans la région n de base diffusée.

et en prenant comme conditions aux limites :

$p = p_0$ pour $x = 0$ à l'émetteur

$p = 0$ pour $x = W$ au collecteur

on obtient la loi de répartition :

$$p = p_0 \exp Kx\,\frac{\operatorname{sh} A\,(W - x)}{\operatorname{sh} A\,W} \qquad (11)$$

La figure 2 représente cette répartition de la concentration en trous dans la base.

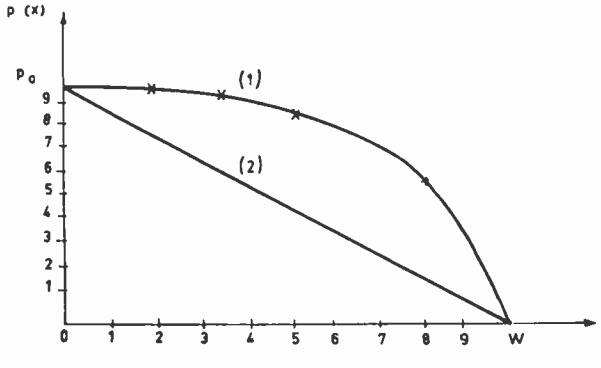


FIG. 2

Elle y est comparée à la répartition dans le cas d'un transistor allié en négligeant la recombinaison dans la base.

On voit que sur la plus grande partie de la base, le gradient de concentration est faible. Le transport de charge s'opère donc essentiellement dans cette région sous l'action du champ et non par diffusion.

Connaissant la répartition $p(x)$ on peut à partir de la première équation 9, calculer le courant de trous j_p à l'émetteur et au collecteur et exprimer le gain du transistor. On aura :

$$\alpha_{cb} = \frac{j_p(W)}{j_p(0) - j_p(W)} \qquad (12)$$

On trouve ainsi que ce gain est égal :

$$\alpha_{cb} = \frac{\Omega \exp \varepsilon}{\operatorname{sh} \varepsilon\Omega + \Omega \operatorname{ch} \varepsilon\Omega} \qquad (13)$$

avec :

$$\Omega = \sqrt{1 + \frac{1}{L^2K^2}} \text{ et } \varepsilon = KW = \frac{qFW}{2kT} = \frac{q\Delta V}{2kT}$$

ΔV étant la différence de potentiel créée dans la couche diffusée par le champ de drift.

Les valeurs de α_{cb} calculées à partir de (13) sont très élevées. Ceci montre que ce n'est pas la recombinaison qui limite le gain dans les transistors drift.

Le facteur essentiel de limitation du gain est donné par le taux d'injection de l'émetteur.

2.4. Fréquence de coupure.

On peut calculer la fréquence de coupure en évaluant α_{cb} en régime sinusoïdal à partir des équations 9. Les calculs sont longs et ne font pas apparaître le phénomène physique essentiel qui limite la réponse en fréquence des transistors. Cette limitation est due essentiellement aux différences de temps de transit des trous à travers la base.

Supposons qu'au niveau de l'émetteur, nous introduisions un paquet de trous pendant un temps très court. Si ces trous se déplaçaient uniquement sous l'influence d'un champ électrique, la vitesse serait la même pour tous les porteurs et le signal serait transporté sans déformation (fig. 3 a).

Sous l'influence de la diffusion seule, les vitesses sont différentes et il y a étalement du paquet de trous entre l'émetteur et le collecteur (fig. 3 b). C'est le cas du transistor ordinaire.

Sous l'influence combinée de la diffusion et d'un champ électrique, il y a également étalement, mais cet étalement est moindre (fig. 3 c), c'est le cas du transistor drift.

La figure 3 c montre comment ce phénomène intervient dans la limitation de réponse en fréquence. Les 2 paquets de trous distincts séparés de Δt envoyés à l'émetteur arrivent au collecteur avec une partie commune. Si Δt devient trop faible, les signaux arrivant au collecteur deviendront indiscernables les uns des autres.

Si τ est le temps de transit du paquet de trous à travers la base (τ temps de transit moyen des trous), l'élargissement d de ce paquet de trous sera proportionnel à :

$$\sqrt{D_p\tau}$$

sous l'influence de la diffusion.

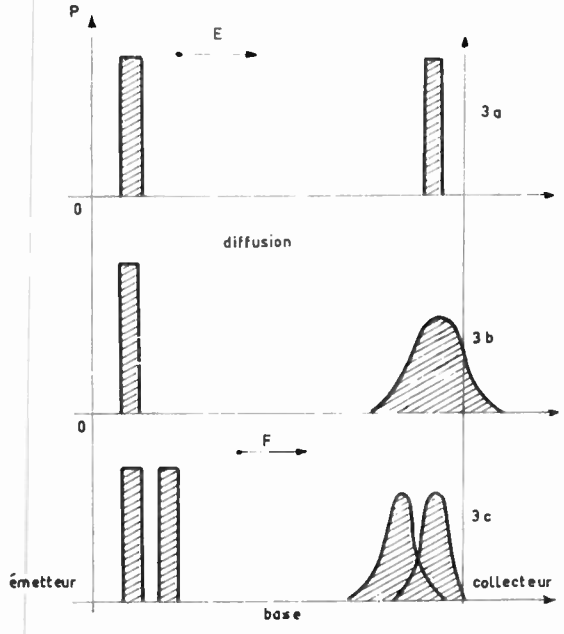


FIG. 3

Deux paquets de trous séparés par un intervalle de temps Δt seront distants près de l'émetteur de la quantité.

$$v_m \, \Delta t$$

v_m étant la vitesse moyenne des trous $v_m = \dfrac{W}{\tau}$.

On supposera qu'on a atteint la fréquence de coupure lorsque cette distance $v_m \, \Delta t$ aura diminué au point de devenir égale à l'étalement d du paquet de trous :

$$\Delta t_{\text{minimum}} = \frac{1}{f_\alpha} = \frac{d}{v_m} = \frac{d\tau}{W} \sim \frac{\tau \sqrt{D\tau_p}}{W}$$

d'où :

$$f_\alpha \sim \frac{W}{D_p^{1/2} \tau^{3/2}} \qquad (14)$$

Dans le cas d'un transistor ordinaire, on peut évaluer la vitesse moyenne des trous à partir de la relation :

$$j_p = D_p \frac{p_0}{W} = p_m v_m$$

en prenant comme concentration moyenne des trous $p_m = \dfrac{p_0}{2}$ on obtient :

$$v_m = \frac{2 D_p}{W}$$

et le temps de transit moyen τ est donné par :

$$\tau = \frac{W_m}{v_m} = \frac{W^2}{2 D_p}$$

d'où en portant dans (14)

$$f_\alpha \simeq 2^{3/2} \frac{D_p}{W^2}$$

Dans le cas du transistor drift, la vitesse moyenne est principalement imposée par le champ interne F.

$$v_m = \mu_p \cdot F$$

le temps de transit moyen sera alors :

$$\tau = \frac{W}{\mu_p F}$$

et en portant dans (14) on aura :

$$f_\alpha \simeq 2^{3/2} \frac{D_p}{W^2} \left[\frac{qFW}{2 kT}\right]^{3/2}$$

Le coefficient de proportionnalité étant le même pour les 2 types de transistors, on voit que l'on a la relation suivante entre les réponses en fréquence du transistor drift et du transitor allié de même épaisseur de base.

$$f_{\alpha \text{ drift}} = f_{\alpha \text{ allié}} \times \left[\frac{q \Delta V}{2 kT}\right]^{3/2} \qquad (15)$$

Le facteur de multiplication est égal à $\varepsilon^{3/2}$, ε étant le paramètre défini dans l'équation (13).

Ce coefficient ε dépend évidemment beaucoup de la géométrie du transistor drift et de la façon dont est réalisée la couche diffusée.

ε est en général de l'ordre de 2,5. Le facteur de multiplication $\varepsilon^{3/2}$ est donc de l'ordre de 4.

Par l'introduction du champ de drift créé par la couche diffusée, on multiplie donc par 4 environ la fréquence de coupure qui serait obtenue avec un transistor allié ayant pour épaisseur de base l'épaisseur de la couche diffusée.

3. — L'étude de laboratoire sur le transistor drift.

Une fois définis les paramètres physiques et géométriques souhaitables, il semblerait qu'il suffit de se fixer un processus de fabrication et de s'y tenir le plus scrupuleusement possible.

En fait, bien qu'il ne s'agisse pas d'études fondamentalement originales, le laboratoire doit avant le développement maîtriser un certain nombre de processus physiques. Il doit arriver à leur compréhension très détaillée pour être capable de répondre

aux questions que lui posera le service développement au fur et à mesure que des anomalies se manifesteront dans la mise au point.

Dans ce paragraphe, nous donnerons simplement une idée des questions qu'il a fallu résoudre sans entrer dans le détail.

3.1. Étude de la diffusion et du matériau.

L'obtention de la couche n sur le matériau de base de type n très pur ($\rho = 20$ à $25\ \Omega$ cm) se fait comme il est connu par diffusion d'arsenic sous vide.

Bien que la diffusion dans le germanium ait été déjà très étudiée, il reste suffisamment d'incertitudes sur la valeur exacte des coefficients de diffusion, la valeur de la concentration en surface, etc. pour que la réalisation d'une couche diffusée d'épaisseur donnée avec une répartition convenable d'impuretés exige du laboratoire une étude assez poussée de ce phénomène.

Le contrôle des résultats obtenus impose la mise au point de méthodes précises. Par exemple on commence à étudier la diffusion de l'arsenic sur des plaquettes de type p ou l'épaisseur de la couche diffusée pourra être déduite de la position de la jonction np obtenue (taille en oblique de la plaque diffusée et repérage de la jonction à la pointe chaude, ou par voie chimique).

On doit également explorer les couches diffusées par des mesures de la résistivité en surface à divers niveaux de ces couches.

Il est nécessaire d'examiner également le comportement du germanium au cours des traitements thermiques qu'il subit lors de la diffusion. Si certaines précautions ne sont pas prises, il peut y avoir inversion du type de matériau de type n ou variations importantes de sa résistivité.

Ces phénomènes peuvent être étudiés en réalisant des jonctions à divers niveaux d'un échantillon de germanium diffusé et en mesurant la tenue en tension de ces jonctions.

La figure 4 montre une photographie d'un tel échantillon de germanium sur lequel des attaques chimiques successives ont été faites pour dégager des escaliers pénétrant de $2\ \mu$ en $2\ \mu$ depuis la surface jusqu'à l'intérieur du matériau.

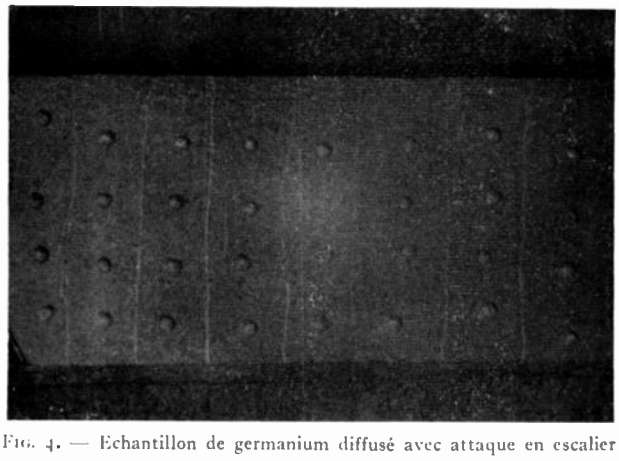


Fig. 4. — Échantillon de germanium diffusé avec attaque en escalier

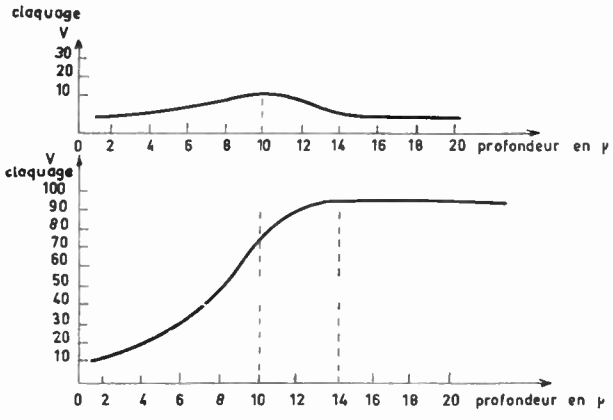


Fig. 5

La figure 5 montre la tension de claquage des jonctions réalisées aux différents niveaux dans le cas où il y a inversion de type, et dans le cas où cette inversion a été évitée (fig. 5 b).

3.2. Problèmes posés par la réalisation du transistor.

Une fois la couche diffusée convenable obtenue, se posent les questions d'attaque contrôlée de la couche diffusée sur une face, le dopage convenable en impuretés de type p de la région émetteur, les problèmes de moules pour le positionnement exact des jonctions, l'attaque chimique et électrolytique des jonctions, etc.

Parallèlement, il est nécessaire de réaliser les appareils de mesures qui permettront d'avoir le maximum de renseignements sur la structure des transistors obtenus (mesure des réponses en fréquence, des fréquences maxima, d'oscillation, capacité collecteur, résistance de base, etc.).

On arrive ainsi à la reproductibilité en laboratoire d'un certain nombre de caractéristiques qui seront par exemple pour un type donné de transistor drift :

$$
\begin{aligned}
V_{\text{claquage collecteur}} &: \quad 40 \text{ Volts} \\
i_{co} &: < 10\ \mu\text{A} \\
V_{\text{claquage émetteur}} &: \quad 0{,}4 \text{ Volt} \\
i_{eo} &: < 5\ \mu\text{A} \\
f_{\alpha} &: > 30 \text{ MHz} \\
C_{b'c} &: \quad 2 \text{ à } 3 \text{ ppF} \\
\alpha_{cb} &: \quad 50\text{-}150
\end{aligned}
$$

Il est alors possible au Service Développement de commencer son travail à partir d'une série de processus suffisamment bien définis.

3.3. Les études de laboratoire pendant le développement.

La réalisation en développement de transistors en plus grand nombre fait apparaître de nouveaux

problèmes pour obtenir un meilleur centrage des caractéristiques.

Ceci conduit le laboratoire a une étude théorique et expérimentale plus fine des propriétés du transistor et de chaque étape de sa réalisation.

Nous en donnerons quelques exemples :

1° Influence de la pénétration de l'émetteur sur le taux d'injection, et conséquences pour le gain.

2° Influence des 2 formes de capacité émetteur : capacité de diffusion et de transition sur la fréquence de coupure.

3° Influence de la pénétration du collecteur sur la capacité collecteur — étude de la queue de diffusion du côté collecteur par étude de cette capacité.

4° Influence réelle du champ de drift sur les caractéristiques du transistor.

Nous ne nous étendrons pas sur ces questions qui feront l'objet de publications spéciales.

Enfin, ces études posées par le développement du transistor de $f_\alpha > 30$ MHz se font en parallèle avec l'étude du transistor de $f_\alpha > 100$ MHz.

4. — Le transistor drift et les autres types de transistors haute fréquence.

Avec des fréquences de coupure comprises entre 30 et 100 MHz, le transistor drift couvre principalement le domaine de la réception des ondes courtes : amplis à 10 à 15 MHz, mélangeurs dans la même gamme de fréquence, etc.

Il semble qu'il présente certains avantages par rapport aux deux autres types d'éléments couvrant le même domaine de fréquence : le transistor tiré diffusé et le transistor tétrode.

Dans le transistor tétrode, les dimensions réduites par voie électrique limitent le courant maximum à quelques milliampères. Pour une même capacité collecteur faible le transistor drift peut fonctionner avec des courants de 10 à 20 mA. La pente étant proportionnelle au courant, on voit que dans les circuits à large bande le transistor drift présente un avantage certain.

Enfin, les transistors tirés ou tétrodes ont une dissipation nettement plus limitée que le transistor drift.

5. — Conclusion.

Nous avons voulu montrer dans cet article comment pouvait être guidé le choix d'un type de transistor, répondant à un certain besoin avant que soit lancée son étude et sa fabrication.

Les liaisons entre les études de laboratoire et les études de développement avec leurs réactions mutuelles ont été également évoquées. Ces études conduisent naturellement ensuite au transistor drift de performances plus poussées vers les fréquences de coupure supérieures à 100 MHz.

Il semble bien qu'au delà, les procédés s'apparentant plus ou moins aux techniques d'alliages soient définitivement dépassés et que c'est l'utilisation des techniques de diffusion qui apportera la solution.

BIBLIOGRAPHIE

[1] C.A. Lee — A new high frequency diffused base Ge transistor. *Bell Syst. Techn. Journal.* Vol. 35. Janvier 56.

[2] Wallace R.L. Jr — LG Schimpf — E. Dickten : A junction transistor tetrode for high frequency use. *Proc. of I.R.E.* Vol 40. Noverbre 52.

[3] Kroemer — The drift transistor. Transistors I. — R.C.A. Laboratories Princeton N.J. 1956, p. 202.

TRANSISTRONS AU GERMANIUM N. P. N. PAR DOUBLE DIFFUSION

PAR

R. DESCHAMPS

Ingénieur Civil des Télécommunications, Chargé du Laboratoire des Semi-Conducteurs de la S.A.T.

SOMMAIRE

— INTRODUCTION.

— PRINCIPES DE LA DIFFUSION.

Lois de Fick.

Application des lois de Fick à la double diffusion.

— DETERMINATION DES COUCHES DIFFUSÉES.

1. Méthode graphique.
2. Calcul de la position des jonctions et des coordonnées du point *B*.

— LES MÉTHODES DE DIFFUSION.

Méthode enceinte fermée.

Méthode four tube ouvert.

— APPLICATION DE LA DOUBLE DIFFUSION AU GERMANIUM.

1. Conditions physiques de mise en œuvre.
2. Facteurs physiques de gêne à prendre en considération.

— TECHNOLOGIE ÉLÉMENTAIRE DU TRANSISTRON A DOUBLE DIFFUSION.

— CALCUL DES CARACTÉRISTIQUES DU TRANSISTRON A DOUBLE DIFFUSION.

1. Gain et fréquence de coupure.
2. Résistance de base, capacité collecteur et facteur de mérite.
3. Tension de Zener.
4. Résultats obtenus et prévisibles.

— CONCLUSION.

Introduction.

Cet article concerne une méthode originale de fabrication de transistrons au germanium, celle de la double diffusion non simultanée. Elle peut contribuer dans les transistrons dits « professionnels » à établir une catégorie intermédiaire entre les transistrons par tirage, particulièrement destinés aux fréquences acoustiques, aux fréquences inférieures du spectre des systèmes à courants porteurs et les transistrons dits à base diffusée plutôt du domaine des hautes fréquences.

Principes de la diffusion.

La méthode de diffusion utilisée pour la fabrication des transistrons par diffusion consiste à diffuser un corps à l'état gazeux ou à l'état de couche superficielle à l'intérieur du semi-conducteur à l'état solide ; la vitesse de diffusion augmentant avec la température, on la pratique à une température voisine, mais inférieure à la température de fusion du semi-conducteur.

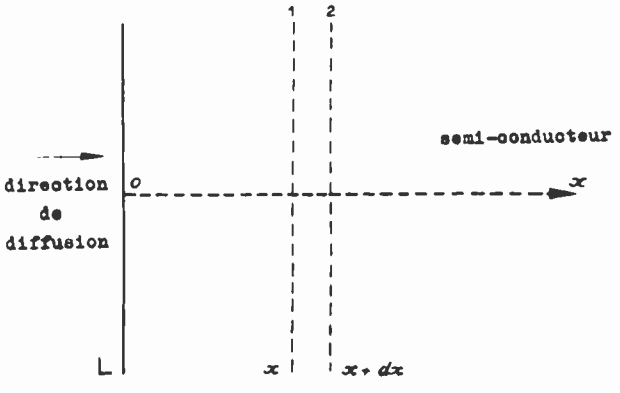


FIG. 1.

Considérons (voir figure 1) à l'intérieur d'un semi-conducteur ayant une géométrie semi-infinie, deux plans voisins parallèles à la surface plane L limitant le semi-conducteur, surface plane par où pénètre le corps diffusé ; $C\ (x,\ t)$ est la concentration de l'impureté à l'instant t tout le long du plan 1 d'abscisse x (l'axe ox est orthogonal à la surface plane limitant le semi-conducteur), $C\ (x + dx, t)$ est la concentration de l'impureté, à l'instant t tout le long du plan d'abscisse $x + dx$; le flux J étant défini comme la quantite de substance qui passe par unité de temps à travers l'unité de surface du plan orthogonal à la direction de diffusion, est évidemment proportionnel à $\dfrac{\partial C}{\partial x}$

$$(1)\qquad J\ (x, t) = - D \frac{\partial\, C\ (x, t)}{\partial\, x} \qquad (1^{e}\text{ loi de Fick}).$$

La constante de proportionnalité D est appelée constante de diffusion. Le flux $J\ (x + d\,x, t)$ des impuretés traversant le plan 2 est aussi

$$J\ (x + d\,x, t) = - D \frac{\partial\, C\ (x + d\,x, t)}{\partial x}$$

Pendant le temps dt la quantité d'impuretés $C dx$ entre les plans 1 et 2 par unité de surface change de $(\partial C/\partial t) \times dt\ dx$. Cette variation est égale à la quantité d'impuretés entrant par unité de surface des plans 1 et 2, diminué de la quantité d'impuretés en sortant, donc :

$$\frac{\partial C}{\partial t}\, dx\, dt = [J\ (x, t) - J\ (x + dx, t)]\ dt$$

$$\frac{\partial\, C}{\partial t}\, dx = - \frac{\partial\, J}{\partial x}\, dx = D \frac{\partial^2 C}{\partial x^2}\, dx$$

$$(2)\qquad \frac{\partial C}{\partial t} = D \frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \qquad (2^{o}\text{ loi de Fick})$$

On démontre que si C_o était la concentration initiale de l'impureté supposée uniforme dans le semi-conducteur avant la diffusion, si C_S est la concentration superficielle de l'impureté en surface au cours de la diffusion, la solution dans le cas d'un semi-conducteur de géométrie semi-infinie et dans le cas où C_s = constante est :

$$(3)\qquad \frac{C - C_o}{C_s - C_o} = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{o}^{x/2\sqrt{\overline{m}}} e^{-\lambda^2}\, d\lambda \qquad (\text{réf. 1})$$

$$= 1 - \theta \left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}} \right)$$

θ est la fonction erreur (réf. 2).

On a représenté la fonction erreur dans le domaine utilisé pour la diffusion (fig. 2) (Cette courbe a été établie par Monsieur LANTIÉRI Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.).

Si on prend un semi-conducteur à géométrie semi-infinie dans lequel se trouve une impureté de type n ou p avec la concentration uniforme C_1 et si on diffuse dans ce semi-conducteur une impureté de type p ou n, la concentration de la deuxième impureté diffusée en fonction de la profondeur s'écrit : $(C_o = 0)$.

$$\frac{C}{C_s} = 1 - \theta \left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}} \right)$$

On aura une jonction au plan où $C = C_1$

La profondeur x de la jonction sera donnée par l'équation :

$$1 - \theta \left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}} \right) = \frac{C_1}{C_s}$$

APPLICATION DES LOIS DE FICK A LA DOUBLE DIFFUSION.

On appelle double diffusion, l'opération consistant à diffuser deux impuretés soit simultanément,

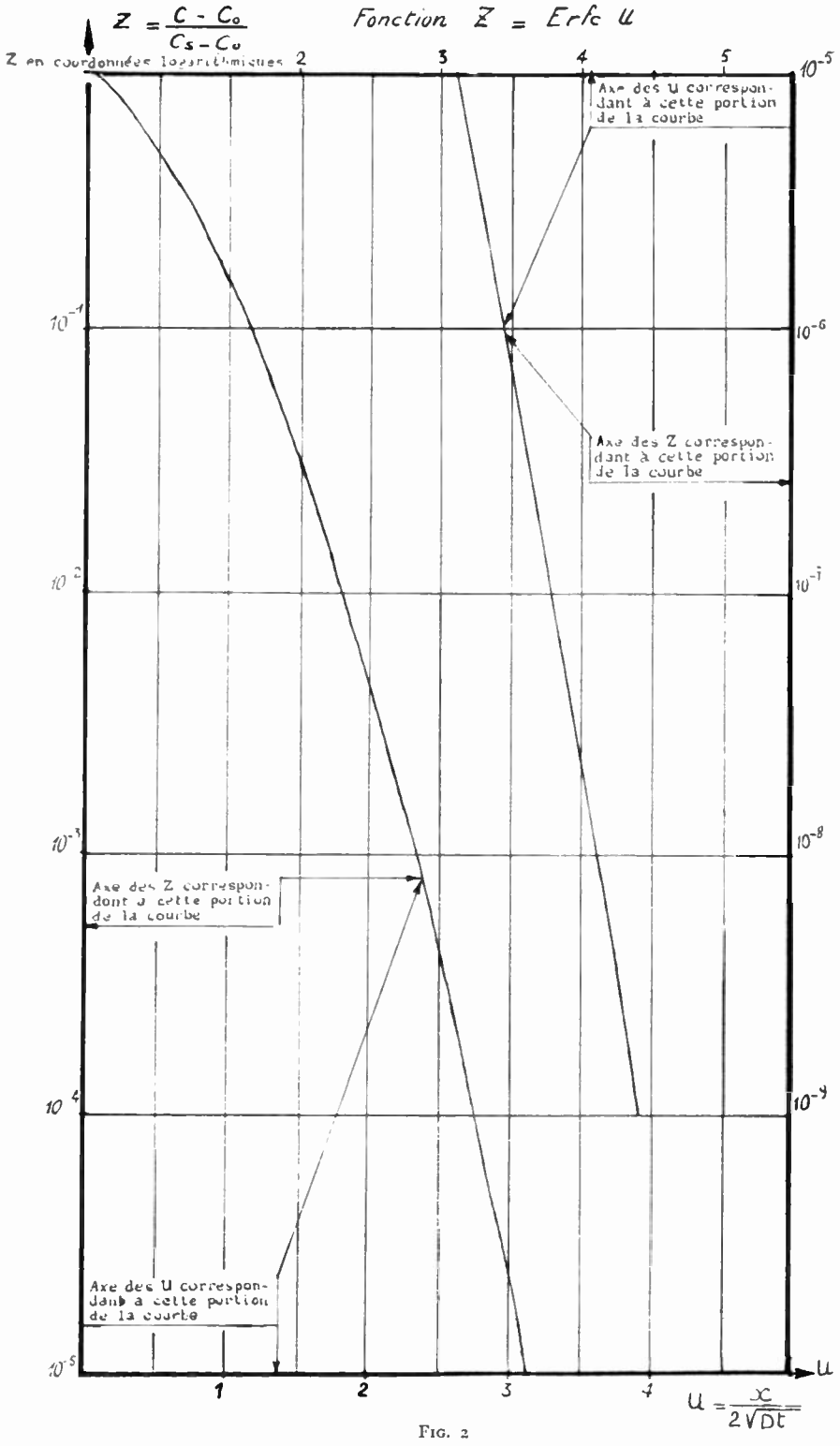


FIG. 2

soit successivement dans un semi-conducteur. Les impuretés diffusent indépendamment l'une de l'autre.

Pour l'une on a :

$$\frac{C' - C_2}{C_{s2} - C_2} = 1 - 0\left(\frac{x'}{2\sqrt{D_2 t}}\right)$$

Pour l'autre

$$\frac{C'' - C_3}{C_{s3} - C_3} = 1 - 0\left(\frac{x''}{2\sqrt{D_3 t}}\right)$$

Si on suppose que les concentrations initiales dans le semi-conducteur C_2 et C_3 sont nulles et que

le semi-conducteur est dopé initialement avec une première impureté avec la concentration C_1.

$$(4) \qquad Y' = \frac{C'}{C_{s2}} = 1 - 0\left(\frac{x'}{2\sqrt{D_2 t}}\right) = 1 - 0(X')$$

2e impureté

$$(5) \qquad Y'' = \frac{C''}{C_{s3}} = 1 - 0\left(\frac{x''}{2\sqrt{D_3 t}}\right) = 1 - 0(X'')$$

3e impureté

Si l'on diffuse deux impuretés simultanément, si le semi-conducteur de départ est dopé avec une première impureté de type n par exemple et de concentration uniforme C_1 ; si la deuxième impureté diffusée est de type p et la troisième diffusée de type n, les conditions nécessaires pour avoir deux jonctions sucessives sont ;

$$(6) \qquad \left.\begin{matrix} C_{s3} > C_{s2} \\ D_3 < D_2 \end{matrix}\right\} \text{ diffusion simultanée (fig. 3)}$$

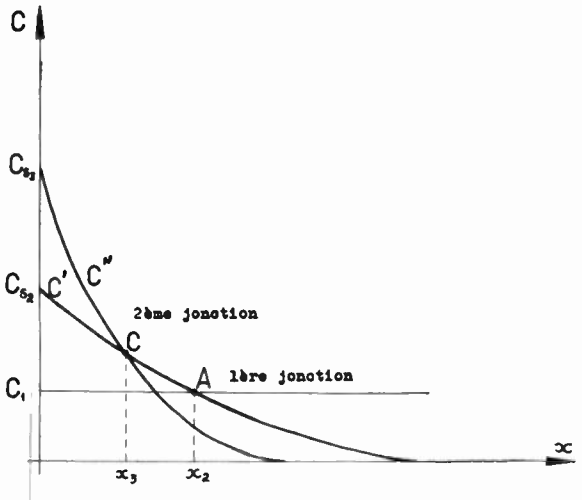


Fig. 3.

Il en est de même si toutes les impuretés sont de type opposé aux précédents.

Ces conditions sont remplies lorsqu'on diffuse simultanément un accepteur et un donneur dans le silicium avec les mêmes conditions ; par contre dans les mêmes conditions, elles ne sont pas remplies dans le germanium ; en général, si $C_{s3} > C_{s2}$ on a $D_3 > D_2$. C'est pourquoi dans le germanium, on est obligé d'opérer par diffusions successives ou d'employer des artifices difficilement praticables.

Dans le cas de diffusions successives, on s'arrange alors pour que :

$$(7) \qquad \left.\begin{matrix} C_{s3} > C_{s2} \\ D_3 t_3 < D_2 t_2 \end{matrix}\right\} \text{ diffusions successives (fig. 3)}$$

t_2 est le temps total de diffusion de la 2e impureté (1re + 2e diffusion) ; t_3 est le temps de diffusion de la 3e impurete (2e diffusion).

Pour le germanium, la constante de diffusion des donneurs (type n) est beaucoup plus grande que la constante de diffusion des accepteurs (type p) $D_3 \gg D_2$ donc il faudra $t_3 \ll t_2$.

En définitive pour fabriquer un transistron npn au germanium par double diffusion, on prendra du germanium type n 1 ohm/cm par exemple, on diffusera d'abord l'accepteur pendant un temps t_2 puis dans une deuxième diffusion, le donneur pendant un temps t_3.

Pendant ce temps t_3, puisque $D_2 \ll D_3$ l'accepteur diffusera d'une façon négligeable t_3 étant faible.

Détermination des couches diffusées.

1° Méthode graphique.

La jonction la plus profonde sera située à une distance x_2 telle qu'à x_2, $C' = C_1$, C' étant la concentration de la 2e impureté en fonction de x.

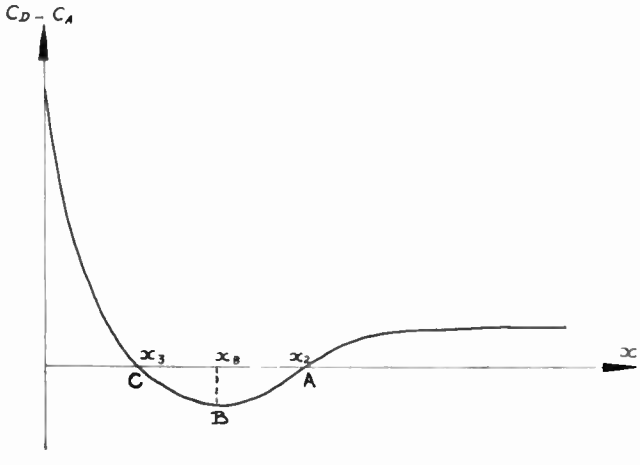


Fig. 4.

$$1 - 0\left(\frac{x_2}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right) = \frac{C_1}{C_{s2}} \qquad (8)$$

On a une profondeur suffisante pour négliger C''.

On trouve x_2 sans difficulté d'après la courbe de la fig. 2 connaissant D_2 t_2 C_{s2}.

$x_2 = K_2\sqrt{t_2}$, K_2 ne dépendant que de C_1 C_{s2} et D_2.

Pour la jonction la moins profonde située en x_3 on a :

$$\begin{matrix} C' = C'' & x' = x'' \\ Y' C_{s2} = Y'' C_{s3} \end{matrix} \qquad (9)$$

$$X' \sqrt{D_2 t_2} = X'' \sqrt{D_3 t_3} \qquad (10)$$

Dans le cas où on a une double diffusion simultanée $t_3 = t_2$; par approximations successives sur la fig. 2, on détermine avec 9 et 10 X' et X'' d'où x_3 en fonction de t_2 ou t_3.

$x_3 = K_3 \sqrt{t_3}$ K_3 Y' Y'' X' X'' ne dépendant que de C_{s2} C_{s3} D_2 D_3.

On peut déterminer facilement t_3 dans le cas où on a deux diffusions successives avec $t_3 \ll t_2$ et $D_3 \gg D_2$.

Dans ce cas, on connait D_2 t_2 C_{s2} D_3 C_{s3}. On se donne une valeur de $x' = x_3$ que l'on veut obtenir telle que $x_2 - x_3 = W$ = largeur de base à obtenir, on en déduit X' en ce point.

$$X' = x_3 / 2 \sqrt{D_2 t_2}$$

d'où Y' sur la fig. 2. On a alors Y'' d'après (9) d'où X'' et l'on obtient le temps t_3 de l'équation (10).

2° Calcul de la position des jonctions et des coordonnées du point B.

On peut faire un calcul approximatif de x_2 x_3 x_b, x_b abscisse du point B (fig. 4).

La concentration des impuretés en fonction de la profondeur est :

$$N(x) = C_1 - C_{s2}\left[1 - \theta\left(\frac{x}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\right] + C_{s3}\left[1 - \theta\left(\frac{x}{2\sqrt{D_3 t_3}}\right)\right] \qquad (1)$$

or : $$1 - \theta(X) \sim \frac{e^{-X^2}}{X\sqrt{\pi}} \qquad \text{(réf. 2)}$$

L'erreur ne dépasse pas 20 % lorsque X varie de 1,2 à l'infini.

La position x_3 du point C est telle que (on néglige alors C_1).

$$C_{s2}\left[1 - \theta\left(\frac{x_3}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\right] = C_{s3}\left[1 - \theta\left(\frac{x_3}{2\sqrt{D_3 t_3}}\right)\right]$$

$$\frac{C_{s2}\, e^{-\frac{x_3^2}{4 D_2 t_2}}}{\left(\frac{x_3}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\sqrt{\pi}} = \frac{C_{s3}\, e^{-\frac{x_3^2}{4 D_3 t_3}}}{\left(\frac{x_3}{2\sqrt{D_3 t_3}}\right)\sqrt{\pi}}$$

$$x_3^2 = \frac{4 D_3 t_3 \; D_2 t_2}{D_2 t_2 - D_3 t_3} \log \frac{C_{s3}\sqrt{D_3 t_3}}{C_{s2}\sqrt{D_2 t_2}} \qquad (13)$$

Pour x_b la dérivée de $N_{(x)}$ est nulle.

La dérivée de $\theta(X)$ est d'après sa définition $\frac{2\, e^{-X^2}}{\sqrt{\pi}}$

D'où

$$\frac{C_{s3}\, e^{-\frac{x b^2}{4 D_3 t_3}}}{2\sqrt{D_3 t_3}} = \frac{C_{s2}\, e^{-\frac{x b^2}{4 D_2 t_2}}}{2\sqrt{D_2 t_2}} = K \qquad (14)$$

$$x b^2 = \frac{4 D_3 t_3 \; D_2 t_2}{D_2 t_2 - D_3 t_3} \log \frac{C_{s3}\sqrt{D_2 t_2}}{C_{s2}\sqrt{D_3 t_3}} \qquad (15)$$

x_2 est la solution de

$$C_{s2}\left[1 - \theta\left(\frac{x_2}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\right] = C_1 \text{ on néglige le 3e terme de } N(x)$$

$$x_2^2 = 4 D_2 t_2 \log\left(\frac{2\, C_{s2}}{C_1}\sqrt{\frac{D_2 t_2}{\pi}}\,\frac{1}{x_2}\right) \qquad (16)$$

On obtient une valeur approximative de x_2^2 en remplaçant x_2 par x_b dans le 2e membre. On obtient alors une valeur de x_2 que l'on porte dans le 2e membre de (16), on obtient alors une valeur très approchée de la vraie valeur.

On a la valeur de $N(x)$ au point B en tenant compte de (14) = (on néglige C_1)

$$N(x_b) = \frac{4K}{\sqrt{\pi}\, x_b}(D_3 t_3 - D_2 t_2)$$

$$N(x_b) = \frac{2\sqrt{C_{s2}\, C_{s3}}\,(D_3 t_3 - D_2 t_2)}{\sqrt{\pi}\, x_b\, (D_3 t_3 D_2 t_2)^{1/4}}\, e^{-\frac{x b^2}{8}\left(\frac{1}{D_3 t_3} + \frac{1}{D_2 t_2}\right)}$$

en tenant compte de la valeur de x_b :

$$N(x_b) = -\sqrt{\frac{C_{s2}\, C_{s3}}{\pi}}\,\frac{(D_2 t_2 - D_3 t_3)^{1/2}}{(D_2 t_2 D_3 t_3)^{1/4}}\left(\frac{C_{s2}\sqrt{D_3 t_3}}{C_{s3}\sqrt{D_2 t_2}}\right)^{\frac{1}{2}\frac{D_2 t_2 + D_3 t_3}{D_2 t_2 - D_3 t_3}} \times \left(\log \frac{C_{s3}\sqrt{D_2 t_2}}{C_{s2}\sqrt{D_3 t_3}}\right)^{-\frac{1}{2}} \qquad (17)$$

Remarque. Dans ce qui suit les concentrations d'impuretés sont toutes indiquées en nombre d'atomes d'impuretés par cm³ de germanium. Dans un centimètre cube de germanium, il y a $4{,}5 \times 10^{22}$ atomes de germanium.

Les méthodes de diffusion.

Pour diffuser un corps dans un semi-conducteur on peut opérer dans une enceinte fermée en quartz contenant le semi-conducteur, le ou les corps à diffuser. On fait le vide dans l'enceinte. On porte à haute température ; le corps à diffuser est choisi de telle sorte que son point de fusion ou de sublimation soit inférieur à la température à laquelle on diffuse, ou de telle sorte que sa tension de vapeur soit grande à la température de diffusion dans le vide. On a alors en principe le corps à diffuser en phase vapeur et le semi-conducteur. La figure 5 représente le dessin de principe de cette méthode.

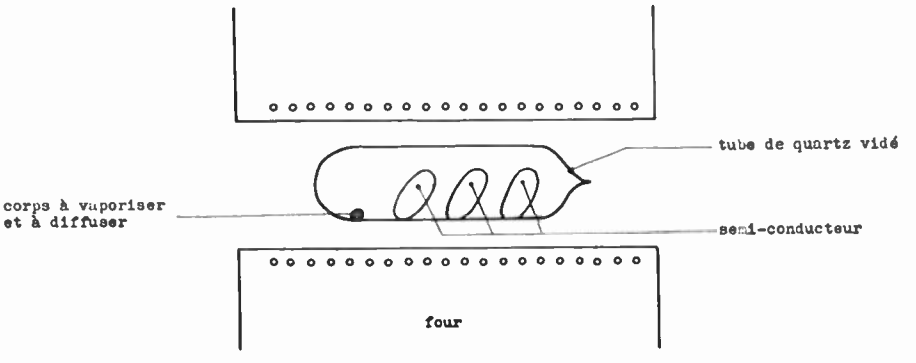


FIG. 5. — Méthode enceinte fermée

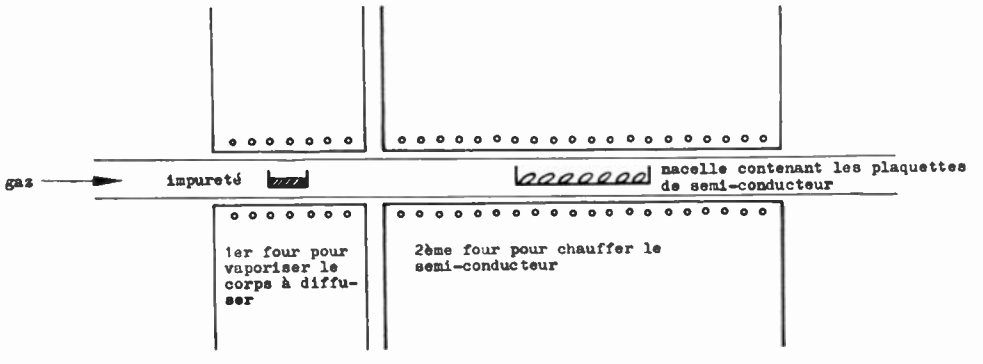


FIG. 6. — Méthode four tube ouvert

Une deuxième méthode consiste à mettre le semi-conducteur dans un tube de quartz et à faire parcourir le tube de quartz par un gaz neutre contenant sous forme de vapeur le corps à diffuser. Pour transformer le corps à diffuser en vapeur on le chauffe, on fait circuler le gaz sur la source du corps à diffuser. Le gaz entraîne la vapeur. Le semi-conducteur se trouve alors dans une atmosphère contenant la vapeur du corps à diffuser (voir fig. 6).

Application de la double diffusion au germanium.

Considérons dans ses aspects particuliers la double diffusion que l'on a mis au point pour réaliser un transistron *n.p.n.* au germanium.

1° CONDITIONS PHYSIQUES DE MISE EN ŒUVRE.

On a vu que les conditions nécessaires s'écrivaient :

$$C_{s3} > C_{s2}$$

$$D_3\ t_3 < D_2\ t_2$$

Le corps n° 2 sera de type *p*, le corps n° 3 de type *n* (fig. 7)

On a avantage à prendre comme corps type *p*, un corps de concentration superficielle C_{s2} faible, et comme corps type *n*, un corps de concentration superficielle C_{s3} forte. La concentration superficielle maximum est liée au coefficient de ségrégation *k* par une formule empirique.

$C_{s\max} = 0{,}05\ k \times 4{,}5 \times 10^{22}$ atomes d'impuretés/cm³ de germanium formule que l'on utilisera avec précautions.

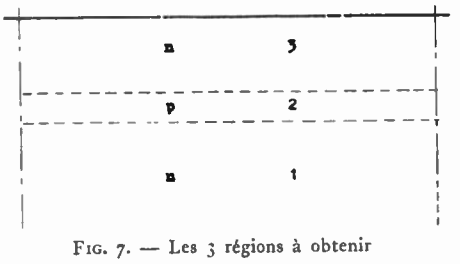


FIG. 7. — Les 3 régions à obtenir

k étant le coefficient de ségrégation de l'impureté dans le germanium à la température de diffusion.

L'indium est l'accepteur utilisé ayant le plus faible coefficient de ségrégation dans le germanium ($k = 0{,}001$).

L'arsenic est un donneur ayant un coefficient de ségrégation assez fort dans le germanium ($k = 0{,}04$).

Le phosphore de type n a un coefficient de ségrégation plus important, mais nous avons peu d'expérience pour la diffusion du phosphore dans le germanium.

On prendra donc l'indium comme accepteur à diffuser et l'arsenic comme donneur à diffuser.

On a alors $D_3 \gg D_2$ donc $t_3 \ll t_2$

On peut alors faire le calcul des profondeurs de diffusion des temps de diffusion nécessaires connaissant pour les corps à diffuser les constantes de diffusion et les concentrations superficielles dans des conditions expérimentales bien précisées.

On sait que l'on mesure ces paramètres en faisant une diffusion dans les mêmes conditions expérimentales dans deux plaquettes de germanium de type opposé au type de l'impureté à diffuser, les deux plaquettes ayant des résistivité initiales de valeurs différentes et bien déterminées (concentrations initiales respectives C_1 et C_2).

On a alors les deux équations

$$\frac{C_1}{C_s} = 1 - 0\left(\frac{x_1}{2\sqrt{Dt}}\right) = K_1$$

$$\frac{C_2}{C_s} = 1 - 0\left(\frac{x_2}{2\sqrt{Dt}}\right) = K_2$$

On mesure x_1 et x_2 profondeurs de diffusion dans les deux plaquettes

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{1 - 0\left(\frac{x_1}{2\sqrt{Dt}}\right)}{1 - 0\left(\frac{x_2}{2\sqrt{Dt}}\right)} \quad \text{on en déduit } D$$

$$C_s^2 = \frac{C_1\, C_2}{K_1\, K_2} \quad \text{On en déduit } C_s$$

$K_1\, K_2$ sont les valeurs de $1 - 0$ pour

$$\frac{x_1}{2\sqrt{Dt}} \quad \text{et} \quad \frac{x_2}{2\sqrt{Dt}}$$

Dans des conditions expérimentales bien déterminées, on a calculé et vérifié expérimentalement les profondeurs diffusées.

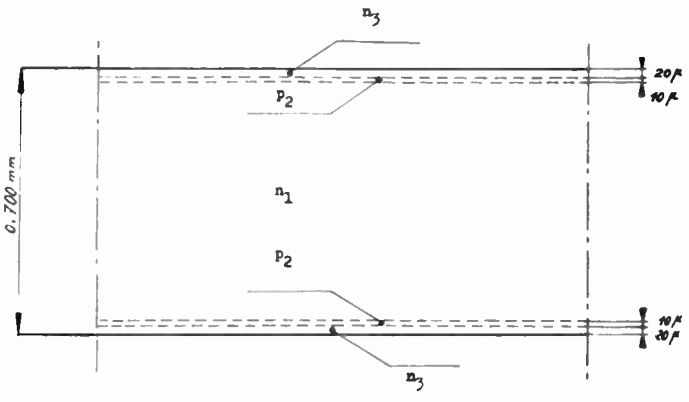


FIG. 8.

Zone n_1 germanium d'origine de type n 1 ohm/cm.

Zone p_2 zone où l'indium diffusé prévaut en concentration 10 μ.

Zone n_3 zone où l'arsenic diffusé prévaut en concentration 20 μ.

FIG. 9. — Four de diffusion utilisé avec sa régulation de température.

Les courbes 10 et 11 donnent les positions calculées des jonctions en fonction des temps de diffusion et des concentrations superficielles de l'indium et de l'arsenic.

Nous donnons figure 9 une représentation du four de diffusion utilisé.

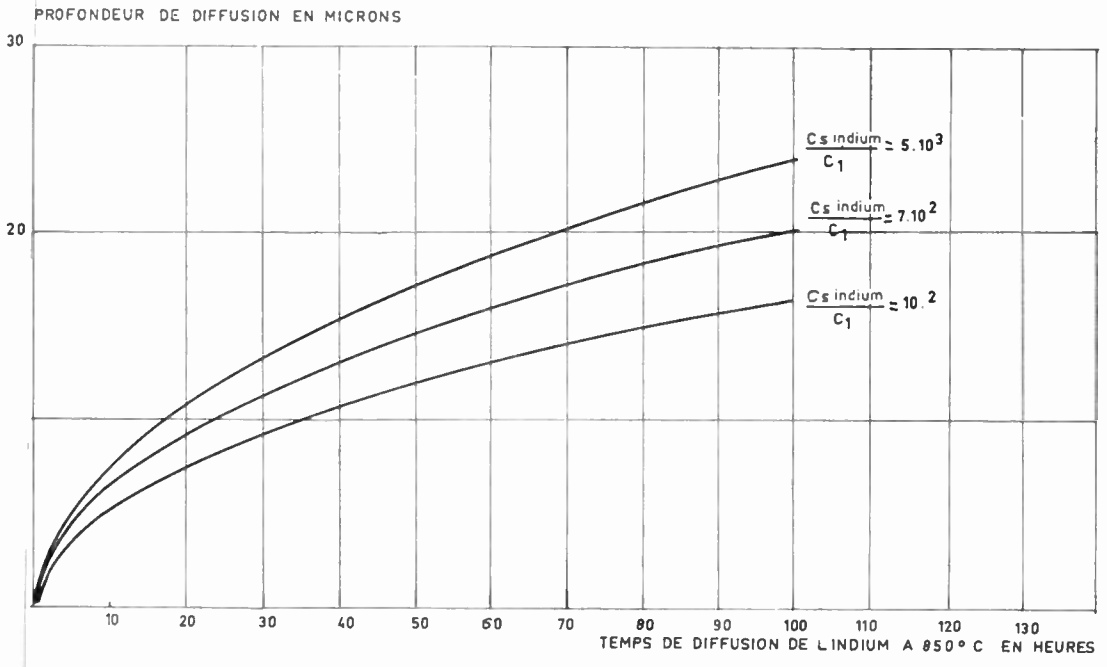


FIG. 10.

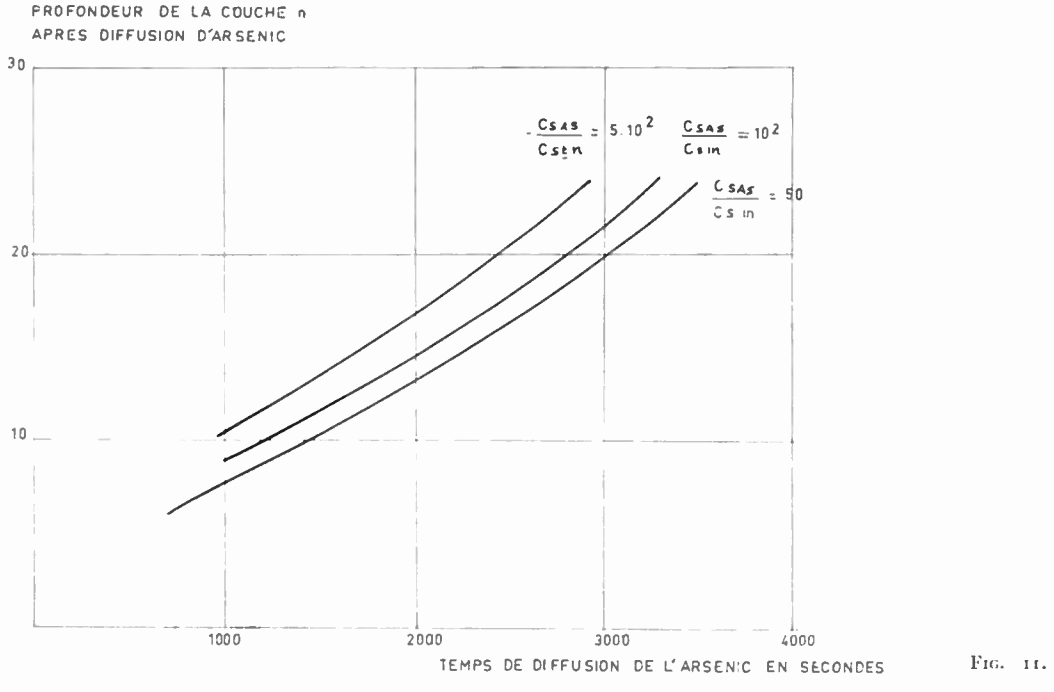


FIG. 11.

2° FACTEURS PHYSIQUES DE GÊNE A PRENDRE EN CONSIDÉRATION.

La région n_1 (fig. 8) tend dans certaines conditions à changer de type alors qu'en principe aucun corps ne devrait avoir diffusé à l'intérieur de cette zone en quantité suffisante pour la faire changer de type.

Deux hypothèses ont été faites jusqu'à maintenant pour expliquer cette conversion de type.

Dans la première, on aurait production d'accepteurs thermiques due à la production de défauts du réseau cristallin par l'agitation thermique à la haute température de diffusion.

Une deuxième correspondrait à la présence de cuivre au cours de l'opération de diffusion elle-même.

Nos expériences se poursuivent à ce sujet, mais il semble bien que ce soit la deuxième hypothèse qui prévale.

Quand on recuit en dessous de 500°C du germanium type *n* ayant subi cette conversion, on constate que dans la plupart des cas, le germanium redevient *n* au bout d'un certain temps. On s'explique ces phénomènes dans la deuxième hypothèse par le fait que

le cuivre aurait deux niveaux d'énergie dans le germanium. D'après C.S. FULLER et J.A. DITZENBERGER, il se fixerait réversiblement en position de substitution (niveau d'énergie égal à 0,04 eV au-dessus de la bande de valence du germanium) ou en position intersticielle (ref. 3).

En position de substitution, il joue un rôle d'accepteur et rend le germanium *p*. En position intersticielle il ne participe pas à la conduction dans le germanium. Il se placerait en position de substitution à une température plus grande que 500 °C et en position intersticielle en-dessous de 500 °C. Ceci expliquerait l'effet des recuits à 500 °C. Nous avons constaté que le cuivre peut avoir été introduit dans le germanium au cours de la monocristallisation (méthode de fusion de zone homogénéisante) ou au cours de la diffusion. En effet, certains cristaux changent de type systématiquement alors que d'autres ne changent pas de type. Dans ce cas, le cuivre aurait été introduit au cours de la monocristallisation. Par contre, dans du germanium d'un même cristal une plaquette peut changer de type alors que l'autre ne change pas de type. Le cuivre aurait alors été introduit au cours de la diffusion ou au cours des opérations technologiques faites entre la monocristallisation et la diffusion.

3° ETUDE DES POSSIBILITÉS DE DIFFUSION DU CUIVRE DANS LE GERMANIUM.

Le cuivre d'après les mêmes auteurs diffuserait en position intersticielle très rapidement ; il y a alors équilibre entre cuivre intersticiel et cuivre en position de substitution, équilibre qui dépend de la concentration en défauts cristallins et en particulier du lieu de formation des défauts cristallins. Ils proposent l'équilibre.

$$Cu_i + V \rightleftarrows Cu_s$$

V étant la concentration en défaut cristallins du germanium, défauts de SCHOTTKY ou de FRENKEL.

Cu_i la concentration du cuivre en position intersticielle.

Cu_s la concentration du cuivre en position de substitution.

La loi d'action de masses donne

$$\frac{[Cu_i]\,[V]}{[Cu_s]} = \text{constante d'équilibre.}$$

donc plus la concentration en défauts cristallins est importante, plus la concentration en cuivre substitutionnel est importante. On a avantage à avoir du germanium ayant peu de dislocations.

Considérons d'abord le cas où le germanium a beaucoup de défauts cristallins ; la constante de diffusion du cuivre substitutionnel correspondrait alors surtout à la constante de diffusion du cuivre en position intersticielle. D'après FRANK et TURNBULL

$$D_S = \frac{D_i\, C_i}{C_i + C_s}$$

D_s constante de diffusion du cuivre substitutionnel.

D_i constante de diffusion du cuivre intersticiel.

C_i concentration du cuivre intersticiel.

C_s concentration du cuivre substitutionnel.

$C_s \ll C_i$ au début de l'opération de diffusion donc

$$D_s \sim D_i$$

D_i a une valeur importante égale à 10^{-4} cm²/s.

Considérons maintenant le cas de germanium ayant très peu de défauts cristallins. Le cuivre diffuse alors en position substitutionnelle en suivant la diffusion des défauts cristallins de la face vers l'intérieur, la surface étant toujours très perturbée.

On trouve alors d'après les mêmes auteurs :

$$D_s = \frac{D_v\, C_v}{C_v + C_s}$$

D_v constante de diffusion des défaut cristallins.

C_v concentration des défauts cristallins.

On a $$D_v = D_{Ge}\frac{C}{C'_v}$$

C'_v étant la valeur d'équilibre de C_v en surface.

C étant le nombre d'atomes de germanium par cm³.

D_{Ge} est la constante de diffusion du germanium dans le germanium.

$C'_v = Ce^{-\frac{\Delta E}{RT}}$ d'après la distribution de BOLTZMAN.

ΔE est l'énergie nécessaire pour former un défaut cristallin.

$\Delta E = 46$ k cal.

C'_s étant la valeur d'équilibre de la concentration du cuivre en position de substitution.

$C'_s = 1{,}7 \times 10^{16}$ atomes/cm³ (voir diagrammes de phase du système cuivre germanium établi par FULLER).

On trouve alors $D_s = 4 \times 10^{-7}$ cm²/s à 800 °C

Dans les deux cas, on voit que le cuivre diffuse très rapidement en position de substitution.

En définitive, on a intérêt à avoir du germanium avec aussi peu de défauts cristallins que possible et à avoir une surface aussi peu disloquée que possible (ce qui ne veut pas dire que le poli mécanique est préférable).

Enfin, il faut traiter le germanium avant diffusion avec des produits ne contenant pas de cuivre. D'après HUNTER, *Handbook of semi-conductors*, page 7.15, un traitement au cyanure de potassium diminue la présence du cuivre à la surface du germanium.

Nous donnons fig. 12 une représentation du bâti utilisé pour la monocristallisation par fusion de zône homogénéisante, système qui nous a fourni des cristaux excellents.

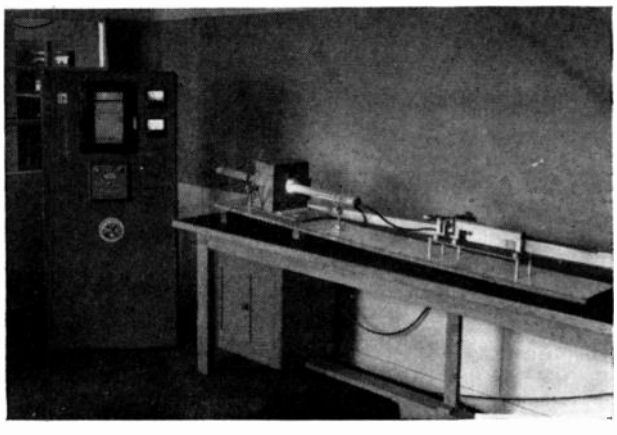


FIG. 12. — Bâti utilisé pour la monocristallisation par fusion de zone homogénéisante.

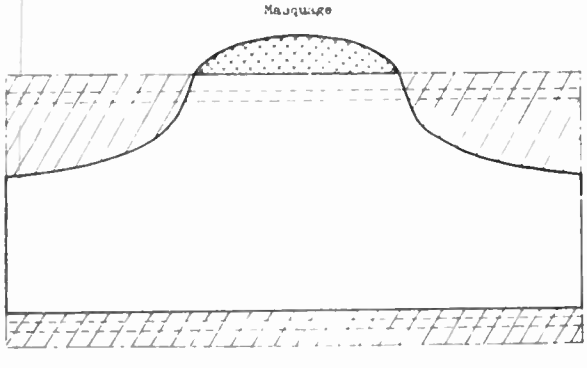


FIG. 13. — Section d'une plaquette de germanium diffusée attaquée En hachuré le germanium enlevé par attaque chimique.

Technologie élémentaire du transistron à double diffusion.

Une fois les plaquettes diffusées obtenues, la technologie ne présente pas de difficultés importantes.

On découpe les plaquettes en éléments de petites dimensions, on masque une partie du germanium de façon à dégager par attaque chimique la partie de la surface que l'on va utiliser pour le transistron

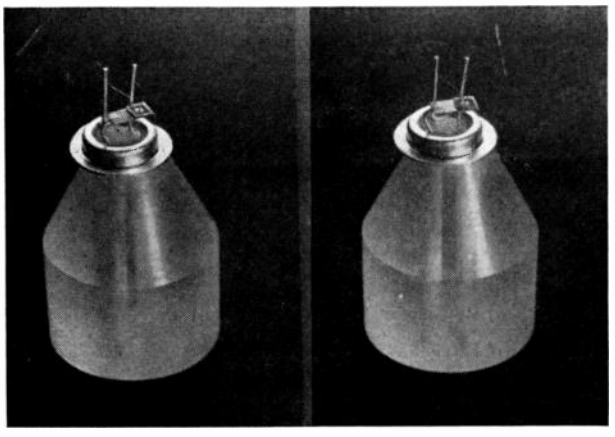


FIG. 14. — Transistron terminé non encapsulé.

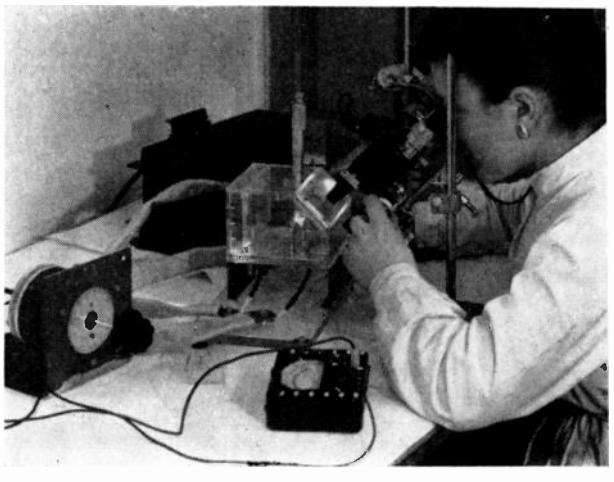


FIG. 15. — Soudure de la plaquette de germanim à la bande de covar.

FIG. 16. — Soudure de la connexion émetteur.

et de façon à diminuer les capacités des jonctions, en particulier de la jonction collecteur.

On soude la plaquette sur une bande de Covar et l'on soude les deux connexions émetteur et base.

Le transistron terminé est représenté sur la figure 14.

FIG. 17. — Soudure de la connexion de base.

Nous donnons ci-dessous dans les figures 15, 16, 17, une représentation de différentes positions technologiques nécessaires pour la mise au point de ces transistrons.

Fig. 15 soudure de la plaquette de germanium à la bande de Covar, fig. 16, soudure de la connexion émetteur, fig. 17, soudure de la connexion de base.

Calcul des caractéristiques du transistron à double diffusion.

1° GAIN ET FRÉQUENCE DE COUPURE.

On a vu que la distribution des impuretés dans l'épaisseur du germanium pouvait être représentée par les courbes de la fig. 3.

Les impuretes de type opposé se compensant on a la courbe résultante de la concentration après compensation (voir fig. 4).

En ordonnée, on a la différence entre impuretés de type donneur et impuretés de type accepteur, en abscisse on a la distance du point considéré à la surface de la plaquette de germanium.

Si on suppose que C_1 est assez faible, la jonction x_3 correspond pratiquement à l'intersection de C' et C'' au point C, d'autre part si C'' décroit rapidement ce qui est le cas, puisqu'on fait en sorte d'avoir C_{s3} grande et un temps de diffusion de la troisième impureté très faible, la jonction x_2 se trouve pratiquement en A à l'intersection de C' et C_1.

On voit qu'entre A et C region correspondant à la base, on a une partie CB où le gradient $C_D - C_A$ est négatif créant un champ qui retarde la diffusion des électrons émis par l'émetteur à travers la base. Au contraire dans la partie BA le champ est accélérateur. On démontre que l'on a avantage à diminuer le plus possible la première région et augmenter la région BA. D'après les formules établies précédemment on peut déterminer les paramètres à faire varier pour diminuer CB et augmenter BA.

On sait que la durée de vie des porteurs minoritaires τ diminue lorsque la concentration des porteurs majoritaires n_o ou p_o (suivant le type de la région considérée) augmente

$$\tau = \frac{1}{r p_o}$$

dans le cas de la base d'un transistron $n.p.n.$ (*Les semi-conducteurs* GOUDET-MEULEAU, p. 172).

Il en est de même de la mobilité des porteurs pour des résistivités assez faibles.

La durée de vie des porteurs minoritaires est donc diminuee lorsque l'ordonnée du point B augmente en valeur absolue, mais cet effet est négligeable devant la diminution de la durée de vie des porteurs minoritaires au cours des traitements thermiques de diffusion.

Cette diminution de durée de vie agit favorablement, car pour les fréquences de coupure élevées donc pour des épaisseurs de base faibles, on obtient des gains convenables pour l'utilisateur, sinon on obtiendrait des gain trop grands (difficultés de stabilité pour l'utilisateur). Enfin quand les gains ne sont pas trop grands, on obtient en fabrication une dispersion assez faible du gain. Pour ces raisons il n'est pas désavantageux pour le gain que l'ordonnée du point B soit assez grande.

Par contre, la fréquence de coupure $f_c = \dfrac{\mu_n kT}{\pi W^2}$ diminue, la mobilité des porteurs minoritaires μ_n diminuant lorsque la résistivité devient trop faible. Pour cette raison, il ne faut pas que l'ordonnée de B en valeur absolue soit trop grande.

On diminue l'ordonnée de B en diminuant C_{s2} et en augmentant les durées de diffusion, les durées de diffusion étant telles que l'on conserve approximativement une même largeur de base. On le vérifie facilement sur la formule de $N(x_b)$.

Lorsque C_{s2} diminue $N(x_b)$ diminue ; lorsque le produit $D_2 t_2\ D_3 t_3$ augmente comme $C_{s3} > C_{s2}$ et $D_2 t_2 > D_3 t_3$, $N(x_b)$ diminue, $D_2 t_2 - D_3 t_3$ étant supposé ne pas varier beaucoup.

2° RÉSISTANCE DE BASE r_b, CAPACITÉ COLLECTEUR ET FACTEUR DE MÉRITE.

La résistance de base est proportionnelle à la résistivité de la base ρ_b et inversement proportionnelle à la largeur de base W

$$r_b = K_1 \frac{\rho_b}{W}$$

On peut dire qu'approximativement, plus le point B aura une ordonnée grande en valeur absolue, plus r_b sera faible donc

$$r_b = \frac{K_2}{W \times N(x_b)}$$

Le facteur important sur lequel on peut jouer est le facteur K_2 qui dépend fortement de la technologie. Plus les connexions émetteur et base sont proches, plus la résistance de base est faible.

Quand on rapproche de plus en plus la connexion de l'émetteur de la connexion de la base, la surface que l'on doit masquer pour l'attaque chimique destinée à dégager les jonctions peut alors être de plus en plus faible ; la capacité collecteur diminue alors d'autant.

On sait que l'on a avantage à avoir cette capacité C_c aussi faible que possible dans l'utilisation des transistrons en haute fréquence.

Pour ces deux raisons, il faut tendre à protéger de l'attaque chimique une aussi faible surface que possible.

La capacité de la jonction collectrice est proportionnelle à la surface de la jonction collectrice A et inversement proportionnelle à l'épaisseur X de la couche de charge d'espace dans la jonction collectrice.

$$C_c = K_3 \frac{A}{X}$$

Dans les transistrons par diffusion, la concentration des impuretés variant suivant une fonction continue sans point de discontinuité, contrairement aux autres types de transistrons, X est plus grand ; C_c est plus faible pour des surfaces de jonctions égales.

On peut admettre que la résistance r_b est proportionnelle au rayon R de la surface masquée A donc à $\sqrt{A}$, C_c est proportionnelle à A donc le facteur de mérite.

$$F = \frac{1}{5}\sqrt{\frac{f_a}{r_b C_c}}$$

$$F \sim \frac{1}{A^{3/4}}$$

Remarquons que la puissance dissipée maximum diminue lorsque A diminue.

3° Tensions de Zener.

La tension de Zener V_B aux jonctions sera d'autant plus grande que la jonction considérée sera moins abrupte puisque la tension de Zener se produit lorsque le champ électrique à l'intérieur de la jonction commence à arracher les électrons des atomes de germanium, c'est-à-dire atteint une valeur maximum.

Il y a donc une relation entre la tension de Zener V_B le champ électrique maximum E_{max} et le gradient d'impureté à la jonction G_I.

$$V_B^2\, G_I \sim E^3_{max} \quad \text{(K.G. MacKay non publié)} \quad (18)$$

E_{max} est approximativement constante pour les valeurs habituelles de V_B

Le gradient d'impureté G_I à la jonction collecteur où l'on a

$$C \simeq -C_{s2}\left[1 - \theta\left(\frac{x}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\right] + C_1 = -C' + C_1$$

a pour valeur

$$G_I = \frac{dC}{dx} = \frac{+C_{s2}}{\sqrt{\pi D_2 t_2}}\, e^{\frac{-x_2^2}{4D_2 t_2}}$$

x_2 est on l'a vu la distance de la jonction collecteur à la surface du germanium.

d'où

$$V_B^2 = \frac{K\sqrt{\pi D_2 t_2}}{C_{s2}}\, e^{\frac{x_2^2}{4D_2 t_2}} \qquad (19)$$

La position de la jonction collecteur x_2 est telle que $C' \simeq C_1$ d'où puisque

$$1 - \theta(X) \sim \frac{e^{-X^2}}{X\sqrt{\pi}}$$

$$\frac{x_2^2}{e^{4D_2 t_2}} = 2\sqrt{\frac{D_2 t_2}{\pi}} \cdot \frac{C_{s2}}{C_1} \cdot \frac{1}{x_2}$$

$$V_B^2 = \frac{2\,K\,D_2 t_2}{C_1} \times \frac{1}{x_2} \qquad (20)$$

x_2 et C_1 étant liés par la relation

$$C_{s2}\left[1 - \theta\left(\frac{x_2}{2\sqrt{D_2 t_2}}\right)\right] = C_1 \qquad (21)$$

La résistivité du matériau de départ étant supposée fixée, C_1 est une constante $\frac{x_2}{2\sqrt{D_2 t_2}}$ est une constante et,

$$V_B^2 = K'\sqrt{D_2 t_2}$$

$$V_B = \sqrt{K'}\,(D_2 t_2)^{1/4} = K''\sqrt{x_2}$$

On a intérêt à diffuser le plus longtemps possible pour augmenter la tension de claquage.

Pour un même temps de diffusion, on peut voir l'influence de la résistivité du collecteur. D'après (21), on voit que lorsque C_1 diminue, x_2 augmente donc lorsque la résistivité du collecteur augmente V_B augmente d'après 19.

On suppose que la résistivité ρ_c du collecteur ou région n_1 varie peu autour d'une valeur moyenne couramment utilisé. On peut alors simplifier les équations. On a en effet

$$\frac{e^{-X_2^2}}{\pi^{1/2}\, X_2} = \frac{C_1}{C_{s2}} \qquad (22)$$

$$X_2 = \frac{x_2}{2\sqrt{D_2 t_2}}$$

En prenant le logarithme du 2e terme de (22) et en dérivant

$$-dX_2 \frac{(2X_2^2 + 1)}{X_2} = \frac{dC_1}{C_1}$$

X_2 en général est beaucoup plus grand que 1 de l'ordre de 2 à 3, donc

$$-2X_2\, d\,X_2 \sim \frac{dC_1}{C_1}$$

$$\rho_c \sim \frac{1}{C_1} \sim e^{X_2^2}$$

d'où $$V_B^2 = K\ \rho_c \qquad (22)$$

Par un calcul analogue on obtient la tension de claquage de la jonction émetteur :

$$V_B^2 = \frac{K\sqrt{\pi}}{\sqrt{C_{s2}\ C_{s3}}} \left(\frac{C_{s3}}{C_{s2}} \frac{\sqrt{D_3 t_3}}{\sqrt{D_2 t_2}}\right)^{\frac{D_2 t_2 + D_3 t_3}{2(D_2 t_2 - D_3 t_3)}} \times \left[\frac{(D_2 t_2\, D_3 t_3)^{3/4}}{D_2 t_2 - D_3 t_3}\right]$$

Pour cette jonction, on voit que l'on a avantage à augmenter t_2 t_3 tout en diminuant $D_2 t_2 - D_3 t_3$, à augmenter C_{s3} si $\frac{D_2 t_2 + D_3 t_3}{D_2 t_2 - D_3 t_3} > 1$, ce qui est le cas en pratique, et à diminuer C_{s2}. En particulier la tension de claquage à la jonction émetteur augmente rapidement lorsque l'on diminue $D_2 t_2 - D_3 t_3$ donc lorsque la largeur de la base diminue et lorsque C_{s2} diminue.

4° Résultats obtenus et prévisibles.

Nous donnons dans le tableau ci-dessous les valeurs typiques obtenues (Tableau I).

D'après les résultats obtenus, on pourrait prévoir la fabrication d'un transistron dont les caractéristiques seraient plus poussées en fréquence (Tableau II).

I_{CBo} 3 volts courant de saturation de la jonction collecteur-base à 3 volts inverses.

I_{CBo} 30 volts courant de saturation de la jonction collecteur-base à 30 volts inverses.

I_{EBo} 6 volts courant de saturation de la jonction émetteur-base à 6 volts inverses.

BV_{EBo} tension de claquage de la jonction émetteur-base.

BV_{CBo} tension de claquage de la jonction collecteur base.

b gain en courant émetteur à la masse.

r_c résistance différentielle de la jonction collectrice polarisée en inverse.

C_c capacité différentielle du collecteur.

f_a fréquence de coupure base à la masse.

B facteur de bruit en décibels.

P_d puissance dissipée maximum en mW à 25 °C la température de la jonction étant de 70 °C.

Conclusion.

Comme nous l'avons souligné le transistron à double diffusion a sa place entre le transistron par tirage et celui à base diffusée.

Son avantage réside dans la technologie simple de fabrication pour les performances possibles et dans l'homogénéité des caractéristiques électriques.

Nous soulignons que le principe du transistron est valable pour le silicium. D'après notre expérience la diffusion elle-même est alors plus facile que dans le germanium, mais à partir de là, la différence de technologie est celle bien connue qui existe entre ces deux corps et nécessite une étude particulière.

I_{CBo} 3 Volts	I_{CBo} 30 Volts	I_{EBo} 6 Volts	BV_{EBo}	BV_{CBo}	b	r_c	C_c	f_a	B
3,5 µA	17,5 µA	2 µA	14 V	38 V	50	0,6 MΩ	25 pF	8 Mc/s	21 dB
6 µA	20 µA	2 µA	15 V	33 V	80	0,7 MΩ	20 pF	10 Mc/s	25 dB

Tableau I

I_{CBo} 3 Volts	I_{CBo} 30 Volts	I_{EBo} 6 Volts	BV_{EBo}	BV_{CBo}	b	r_c	C_c	f_a	B	P_d
5 µA	15 µA	10 µA	10 V	35 V	50	0,5 MΩ	15 pF	35 Mc/s	20 dB	100 mW

TABLEAU II

BIBLIOGRAPHIE

[1] Diffusion in and through solids by Richard M. BARRER. The Cambridge Series of Physical Chemistry. General Editor E.K. Rideal — Reprinted with corrections 1951.

[2] Compléments de Mathématiques par André ANGOT. Troisième Edition revue et augmentée, Editions de la Revue d'Optique 1957.

[3] *Journal of Applied Physics*, C.S. FULLER and J.A. DITZENBERGER. Vol. 28, pp. 40-48, January 1957.

Les Semi-conducteurs par G. GOUDET et C. MEULEAU. Editions Eyrolles 1957.

BLOCS FONCTIONNELS A TRANSISTORS

PAR

B. VIGNERON

Chef du Service Applications
Département Semiconducteurs de
La Compagnie Française Thomson-Houston.

Les transistors, par leur faible encombrement et leur facilité d'alimentation, se prêtent admirablement aux conceptions d'ensembles réalisés à l'aide des blocs fonctionnels.

On appelle bloc fonctionnel un ensemble de circuits représentant une fonction bien déterminée. En principe, ils sont de dimensions très réduites et mis dans le commerce en état de fonctionnement. Ils ont le mérite de donner aux utilisateurs les limites de fonctionnement au-delà desquelles les performances indiquées ne sont plus garanties.

Leur interchangeabilité est rigoureuse et permet dans le cas d'une panne de remplacer rapidement un bloc défectueux.

Les blocs fonctionnels ont un autre avantage qui est celui de normaliser les circuits. Sans apporter de véritables complications, l'utilisation des transistors dans l'électronique tourmente fréquemment les constructeurs. On accuse couramment les transistors d'avoir trop de dispersion dans leurs caractéristiques et de se comporter de manières différentes sur un même circuit. En fait, ce n'est pas toujours exact.

En prenant certaines précautions, ou sous réserve de quelques petits sacrifices, on obtient une reproductibilité comparable à l'utilisation des tubes électroniques.

Pour ces raisons, les blocs fonctionnels à transistors devraient présenter beaucoup d'attrait auprès des radioélectriciens.

Le Département Semiconducteurs de la Compagnie Française Thomson-Houston a mis au point dans ce but des blocs fonctionnels particulièrement indiqués aux applications de la radio-réception. Ces blocs, qui utilisent des transistors fabriqués en grande série, permettent de réaliser un récepteur portatif selon plusieurs combinaisons qui sont choisies en fonction des performances à obtenir. On peut ainsi réaliser une gamme très variée de récepteurs.

Quel que soit le modèle, ils sont constitués par un empilage de 3 blocs. Des boutons-pression assurent les liaisons électriques ainsi que la fixation mécanique. Leur encombrement a été étudié pour permettre l'implantation dans un petit coffret dimensionné par la longueur d'un bâton de ferrite, par la hauteur et la profondeur d'un haut-parleur de 10 cm. Les sorties des commandes (boutons poussoir - - commutateur de gamme -- condensateur variable -— potentiomètre) permettent à l'utilisateur d'avoir 3 présentations possibles.

Ces blocs se décomposent suivant trois grandes fonctions :

1 — Oscillateur-mélangeur petites ondes - grandes ondes.

2 Amplificateur à 2 étages, moyenne fréquence à 470 kHz avec contrôle de gain automatique et détection.

3 — Amplificateur basses fréquences avec plusieurs solutions (puissance — rendement — gain).

Dans chacune de ces trois catégories, l'utilisateur peut choisir la qualité, le rendement ou l'économie.

On trouvera dans les pages suivantes la description et les performances de chacun des blocs, le principe de fonctionnement et les différentes possibilités d'association.

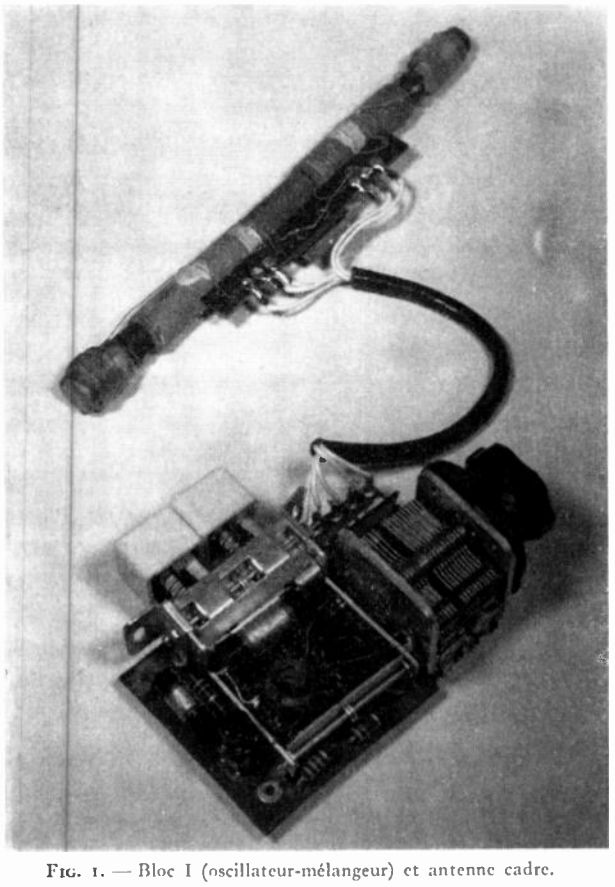


FIG. 1. — Bloc I (oscillateur-mélangeur) et antenne cadre.

1. — OSCILLATEUR-MÉLANGEUR

Bloc I : oscillateur-mélangeur Gammes PO-GO à 1 transistor.

Gain de conversion à 1 MHz	23 dB
Facteur de bruit	6 dB
Tension d'alimentation	9 V

SCHÉMA THÉORIQUE (figure 2).

Sur un circuit imprimé de longueur : 8,5 cm, largeur : 5,5 cm sont disposés à poste fixe les éléments suivants : condensateurs variables, bobinages oscillateur — transistor MF type 35 T 1 — bloc à touches-commutateur de gamme — résistances et condensateurs.

Le bâton de ferrite est relié au bloc par une gaine de longueur déterminée.

Les performances obtenues sont les suivantes (Fig. 3) :

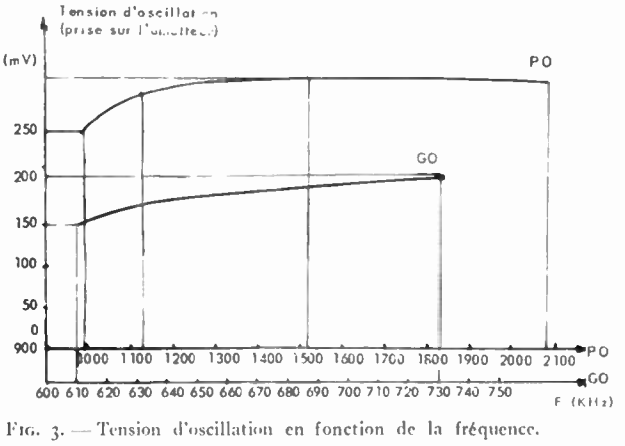


FIG. 3. — Tension d'oscillation en fonction de la fréquence.

Les circuits oscillateur et mélangeur sont obtenus à l'aide d'un seul étage. Le transistor fonctionne à faible courant collecteur (500μA).

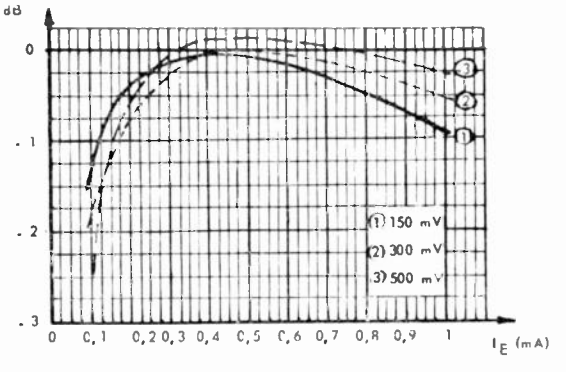


FIG. 4. — Gain de conversion en fonction du courant émetteur pour différentes tensions de l'oscillateur.

Gain optimum = 28 dB (transfo. de sortie sans pertes)

$$G_{opt} = \frac{R_{entrée}\ R_{sortie}\ S^2}{4}$$

Le choix de ce courant de repos est mis en évidence par les courbes de la fig. 4. C'est en effet pour cette valeur que le gain de conversion est maximum.

On remarquera sur la courbe que ce gain varie avec l'amplitude de la tension de l'oscillateur.

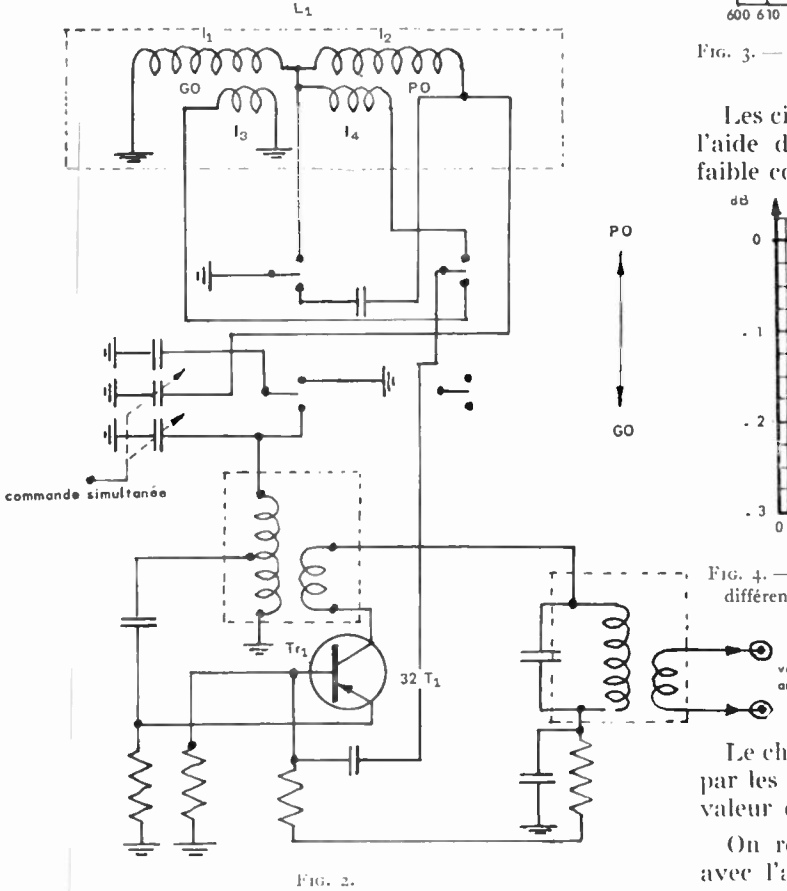


FIG. 2.

En effet, il ne faut pas oublier que cette dernière modifie sensiblement la résistance d'entrée et la pente de conversion (fig. 5, 6 et 7).

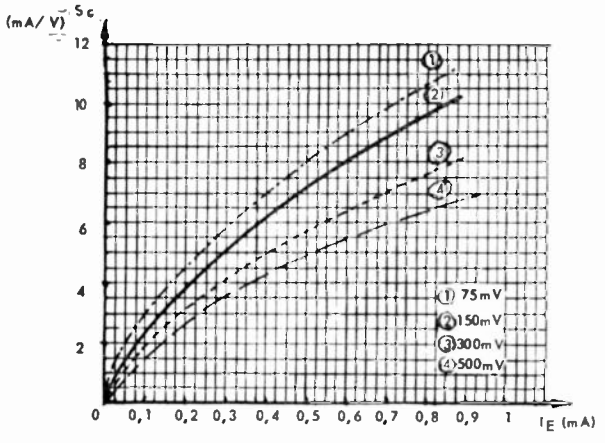


FIG. 5. — Variation de la pente de conversion en fonction du courant émetteur et de la tension de l'oscillateur (F = 1 MHz).

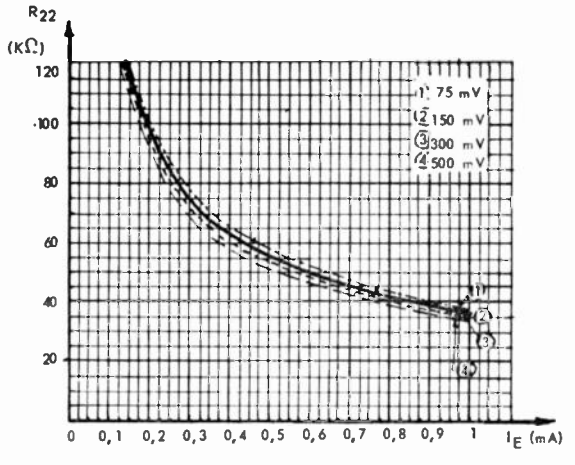


FIG. 6. — Variation de la résistance de sortie à 470 kHz en fonction de I_E et de la tension d'oscillation.

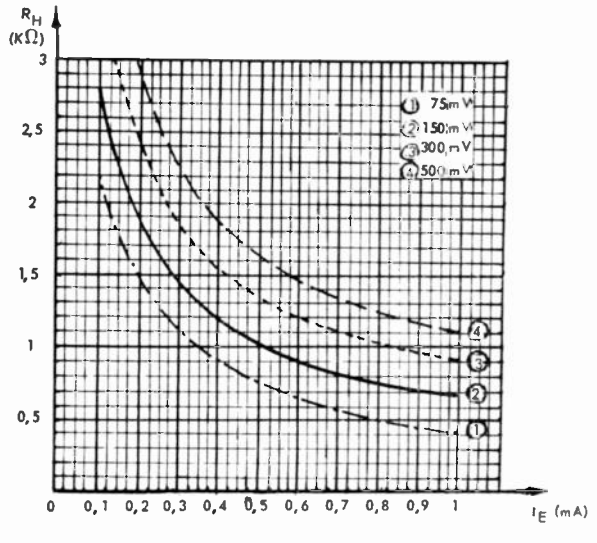


FIG. 7. — Variation de la résistance d'entrée (F = 1 MHz) en fonction de I_E et de la tension d'oscillation.

On appelle pente de conversion (S ou y_{21}) *à une fréquence donnée* le rapport de l'excursion du courant collecteur moyenne fréquence, en court-circuit, à la variation de tension d'entrée correspondante (1 MHz).

Dans ces conditions, le gain intrinsèque maximum à l'adaptation (transfo. de sortie sans pertes) est :

$$G = \frac{R_{\text{entrée}}\, R_{\text{sortie}}\, S^2}{4}.$$

Le signal HF est pris sur le circuit oscillant d'entrée et transmis à la base par l'intermédiaire d'une capacité de couplage. La résistance d'entrée du transistor variant de 600 Ω à 1 MHz, à 2 000 Ω à 200 kHz, deux adaptations sont prévues par les enroulements L_3 et L_4.

L'adaptation optimum se situera à 1 MHz pour la gamme PO et 200 kHz pour la gamme GO.

Le signal de l'oscillateur est transmis à l'émetteur du transistor par une prise intermédiaire effectuée sur l'enroulement de l'oscillateur. On évite ainsi un amortissement de l'oscillateur. Le transistor a un fonctionnement base à la masse pour l'oscillateur et émetteur commun pour le signal incident.

Le mélange des deux fréquences s'effectue dans la diode émetteur-base et donne naissance dans le circuit collecteur à un signal moyenne fréquence de 470 kHz.

Ce signal est recueilli aux bornes d'un transformateur MF destiné à adapter la résistance de sortie du transistor mélangeur à l'impédance d'entrée du premier transistor MF. La résistance de sortie de l'oscillateur-mélangeur pour un courant I_C de 500 µA est d'environ 50 000 Ω (fig. 6).

La résistance d'entrée du 1er transistor MF est de 800 Ω pour une polarisation de 1 mA collecteur.

Ces impédances représentent les parties réelles des impédances d'entrée et de sortie données pour des circuits de charge accordés à 470 kHz.

Tout en restant compatible avec la surtension du bobinage, la capacité d'accord (450 pF) du transformateur MF (T_1) a été choisie pour que son impédance à la plus basse fréquence de l'oscillateur soit très faible. Cette disposition évite l'amplification de la fréquence de l'oscillation dans les étages MF.

Le transformateur de liaison n'a qu'un seul circuit accordé. Un secondaire évite d'utiliser une capacité de liaison entre le collecteur et la base.

La bande passante de l'étage a été calculée en fonction de la bande passante globale et du nombre d'étages MF utilisés.

$$B_1 = \frac{\text{Bande totale}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \quad \text{avec } n = \text{nombre d'étages MF.}$$

Les pertes du transformateur sont déterminées pour permettre l'utilisation d'un matériel de perméabilité courante (Q à vide de l'ordre de 160).

Ces pertes sont données par : (fig. 8).

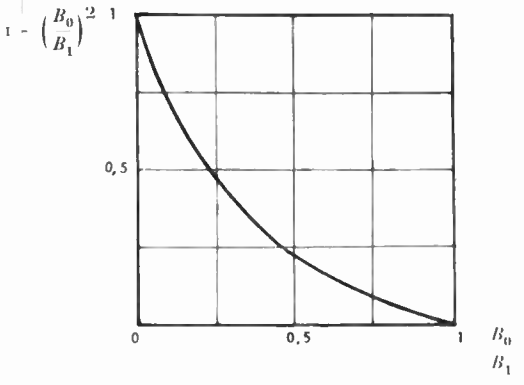


Fig. 8. — Pertes dues à un transformateur MF en fonction de $\frac{B_0}{B_1}$.

$$\frac{G_p}{G_{max}} \quad \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2 = \left(1 - \frac{Q_1}{Q_0}\right)^2$$

G_{max} : gain en puissance optimum.

B_0 : bande à vide à 3 dB

B_1 : bande en charge à 3 dB

Q_0 : coefficient de surtension à vide donné par $\frac{F \text{ centrale}}{\Delta F \text{ à vide}}$

Q_1 : coefficient de surtension en charge donné par $\frac{F \text{ centrale}}{\Delta F \text{ en charge}}$

— *Bâton de ferrite — Gamme PO-GO.*

Longueur : 17 cm.

Fixation au centre par patte métallique.

Le bâton de ferrite n'est pas attenant au bloc oscillateur-mélangeur (voir fig. 1). Il lui est relié par une gaine de longueur déterminée.

La résistance du bâton de ferrite au moment de l'accord est adaptée à la partie réelle de l'impédance d'entrée du transistor oscillateur-mélangeur par un secondaire placé au centre du bâton.

Les enroulements sont alignés sur la plus grande longueur. Une telle disposition permet d'obtenir une hauteur effective bien supérieure à celle d'une concentration des spires au centre (pertes d'environ 10 dB dans ce cas).

Le Q_0 est d'environ 170.

La capacité ramenée sur le circuit d'accord d'entrée est inférieure à 10 pF.

L'étalonnage est obtenu par l'ajustement de deux petites bobines situées aux extrémités.

2. — AMPLIFICATEURS MOYENNE FRÉQUENCE

Bloc II : amplificateur MF 470 kHz à 2 transistors.

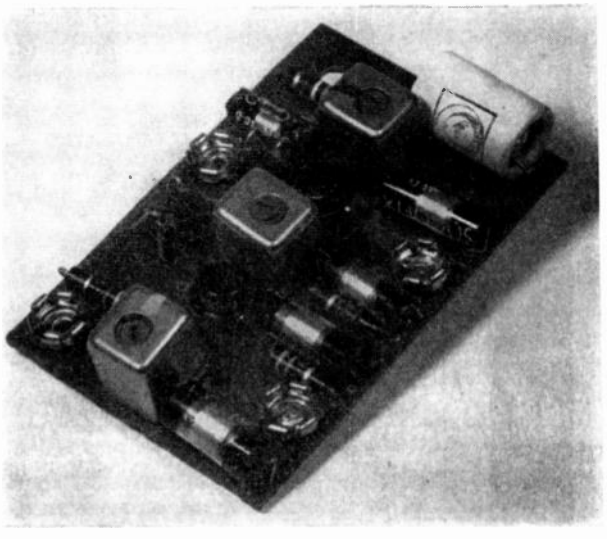


Fig. 9. — Bloc II : amplificateur MF à 2 transistors.

Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	55 dB
Dimensions hors-tout	8,5 cm × 5,5 cm × 2,5 cm

Schéma théorique.

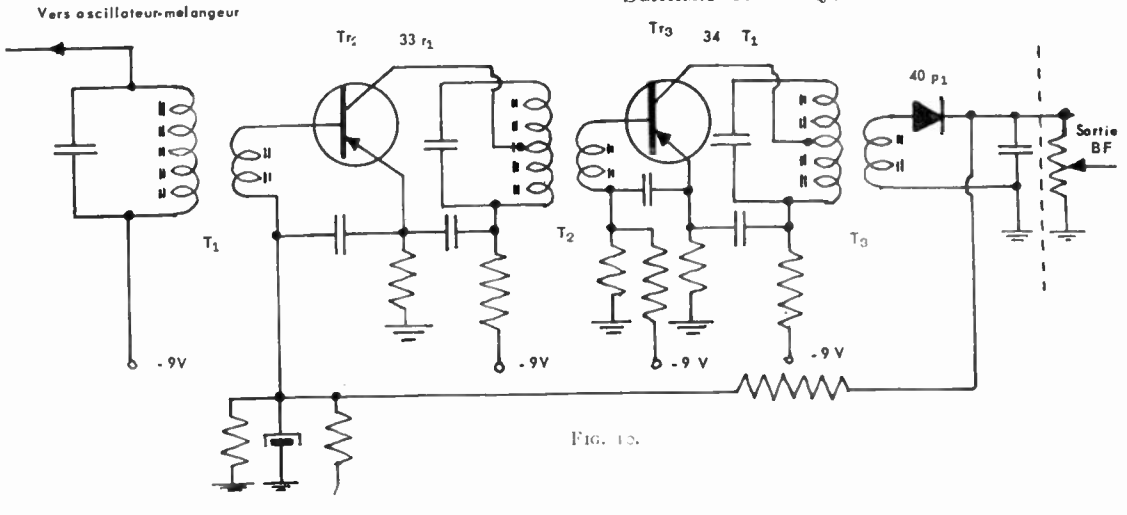


Fig. 10.

CARACTÉRISTIQUES.

Les impédances de sorties des transistors Tr_2 et Tr_3 sont plus faibles car leur fonctionnement se trouve fixé au point 1 mA. (Fig. 11).

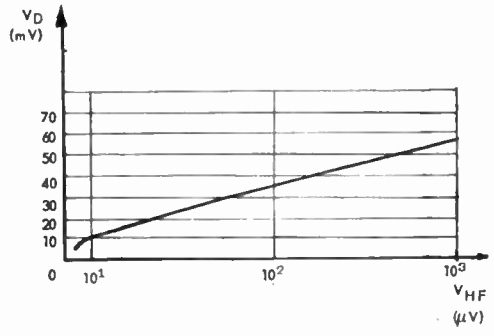


FIG. 11. — Efficacité du contrôle automatique de gain (CAG). Tension diode en fonction du niveau HF injectée sur le premier transistor MF.

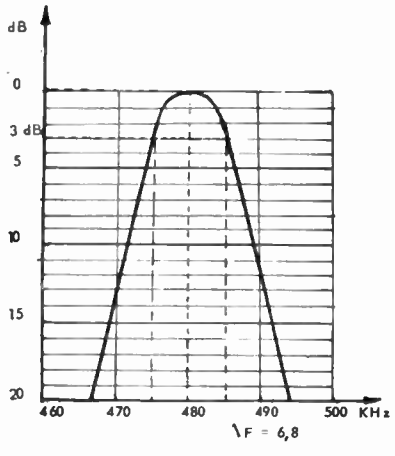


FIG. 12. — Sélectivité de l'ampli MF 2 étages sans CAG. Sortie constante : 10 mV, alimentation : 9 V.

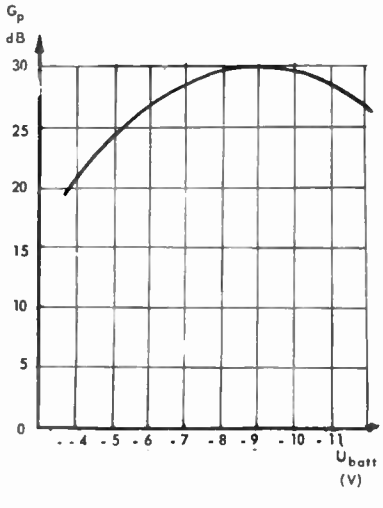


FIG. 13. — Gain en puissance pour 1 étage en fonction de la tension d'alimentation.

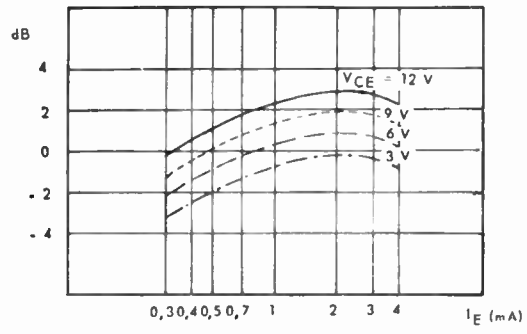


FIG. 14. — Gain en puissance en fonction de I_E pour différentes tensions d'alimentation. Circuit accordé à 470 kHz. Impédance de charge = 15 000 Ω. Pour V_{CE} = 5 V,
I_E = 1 mA,
G_P = 28 dB.

Les rapports de transformation des enroulements de liaison T_2 et T_3 diffèrent donc sensiblement du premier transformateur MF.

Tableau des impédances d'entrée et de sortie d'un transistor MF : I_E = 1 mA F = 470 kHz
Montage émetteur commun.

Résistance d'entrée R_{11e}	800 à 1 000 Ω
Capacité d'entrée C_{11}	600 à 1 000 pF
Résistance de sortie R_{22}	15 à 35 000 Ω
Capacité de sortie C_{22}	30 à 50 pF

La transmission d'énergie variant très peu autour de l'adaptation, on sous-adaptera volontairement tous les circuits de charge collecteur (Fig. 15).

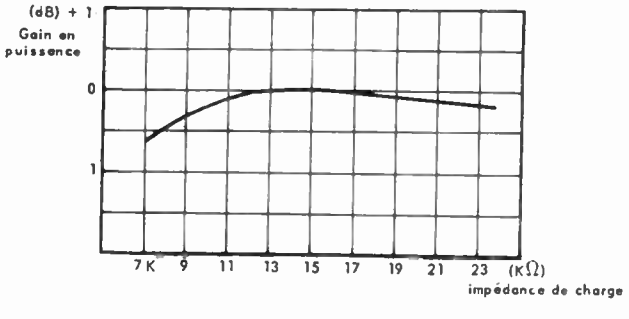


FIG. 15. — Variation du gain pour différentes charges collecteur. Cas d'un transistor dont l'impédance de charge optimum est = 15 kΩ.

I_E = 1 mA,
V_{CE} = 5 V,
F = 470 kHz.

Dans ces conditions, le gain en tension est plus faible et les inconvénients provoqués par la réaction des transistors se font beaucoup moins ressentir.

Si l'on admet de perdre 1 ou 2 dB par étage, il n'y a pratiquement plus besoin de neutrodyner et la reproduction en série devient régulière.

L'action de l'antifading appliqué uniquement sur Tr_2 donne un fonctionnement irrégulier au transformateur T_1 (charge variable du collecteur oscillateur-mélangeur).

Le contrôle automatique du gain obtenu par réduction du courant émetteur provoque d'importantes variations des paramètres internes. C'est ainsi que l'impédance d'entrée de Tr_2 peut varier de 800 à 3 000 Ω et son impédance de sortie de 15 000 à 70 000 Ω.

Les Q en charge des bobinages augmentent et entraînent avec eux des bandes par étages plus étroites et des pertes plus élevées. On constate également un léger décalage en fréquence provoqué par la variation de la capacité de sortie.

Les impédances de charge augmentant, le gain en tension devient plus élevé et la réaction plus importante.

On peut remédier à ces inconvénients en sous-adaptant comme il est indiqué ci-dessus ou en branchant une diode d'amortissement en parallèle sur le primaire de T_1 dont l'effet serait commandé par la tension du CAG.

Les Q_0 à vide des primaires T_2 et T_3 sont d'environ 160.

La détection est assurée par une diode à pointe au germanium. L'impédance de charge présentée par l'ensemble diode à pointe, résistance de détection, résistance d'entrée au 1er transistor BF, est estimée à 4 000 Ω.

Contrôle automatique du gain (CAG).

Le contrôle automatique du gain est obtenu en faisant varier le courant continu de l'émetteur en agissant sur la tension continue de la base. En rendant celle-ci moins négative, on diminue le courant émetteur et par ce fait, le gain en puissance (Fig. 16).

La puissance nécessaire à cette commande est prélevée aux bornes de la détection.

La tension BF positive sera ensuite filtrée avant d'être reportée sur la base de la 1ro MF.

Afin d'éviter le risque d'une saturation sur le dernier étage MF, le contrôle automatique de gain

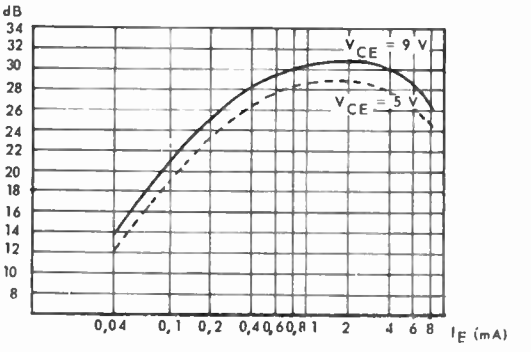


Fig. 16. — C.A.G. Gain en puissance en fonction du courant émetteur.
Circuit accordé sur 470 kHz — I_E = 1 mA,
V_{CE} = 5 V,
Impédance de charge = 15 000 Ω.

ne sera appliqué que sur le transistor Tr_2. On évitera de l'injecter sur l'étage oscillateur-mélangeur car les variations des paramètres internes en fonction du taux de CAG risqueraient de faire décrocher l'oscillateur.

Dans ces conditions, on obtient un gain de 56 dB pour le bloc à 2 étages MF (Tr_2 et Tr_3).

A titre d'exemple un ensemble bloc oscillateur-mélangeur et bloc amplificateur MF comprenant en tout 3 transistors HF, suivi d'un bloc amplificateur 100 mW à 2 transistors permet de recevoir Radio-Bruxelles à Paris dans de bonnes conditions.

Bloc III : amplificateur MF 470 kHz à 1 transistor.

Schéma théorique.

Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	28 dB
Dimensions hors-tout	8,5 cm × 5,5 cm × 2,5 cm

Ce bloc amplificateur MF peut être utilisé dans le cas où l'on désire obtenir une version très économique à 4 transistors.

Elle permet d'obtenir un récepteur deux gammes d'ondes prenant 3 postes en PO et 4 en GO.

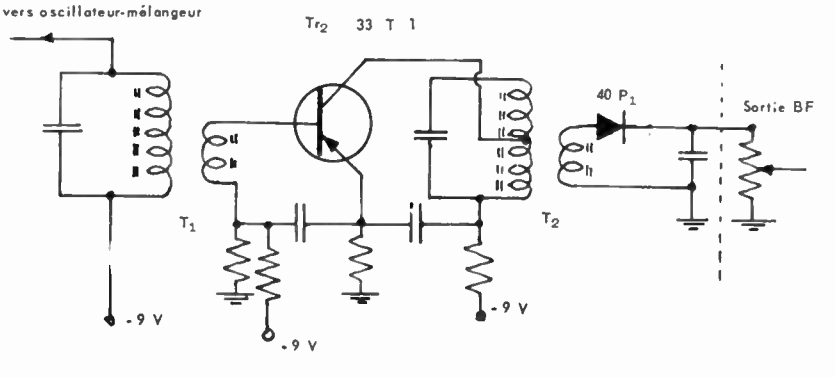


Fig. 17.

3. — AMPLIFICATEURS BASSES FRÉQUENCES

Bloc IV : amplificateur BF à 2 transistors. Puissance de sortie 200 mW. Classe A variable.

Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	63 dB
Consommation en pleine modulation	70 mA
Consommation en l'absence de signal	11 mA
Impédance bobine mobile	25 Ω
Dimensions hors-tout	8,5 cm × 5,5 cm × 5,5 cm

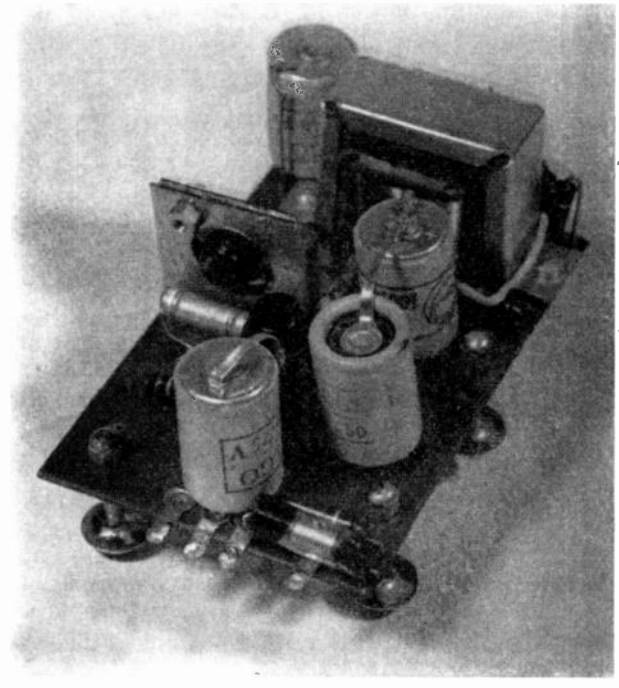


FIG. 18. — Bloc IV amplificateur BF à 2 transistors.

SCHÉMA THÉORIQUE.

Cet amplificateur est une version économique très intéressante par sa puissance de sortie élevée (200 mW) obtenue à l'aide de la classe A variable. Précédé des blocs I et II, il peut constituer un excellent récepteur.

Afin de réduire la self de fuite du transformateur provoquée en partie par un rapport de transformation trop élevé, l'impédance de la bobine mobile a été choisie à 25 Ω. Cette valeur coïncide également avec les 4 ou 5 impédances bobines mobiles où les haut-parleurs ont les meilleurs rendements.

Le point de fonctionnement de l'étage de sortie est variable en fonction de la tension continue redressée apparaissant aux bornes de C_1. Cette tension est recueillie au secondaire du transformateur T_1 et redressée par une diode à pointe au germanium.

En l'absence de signal, le courant collecteur est pratiquement nul (5 mA environ).

Ce courant de polarisation créé par le pont R_1 R_2 évite de faire travailler la diode dans la partie coudée de sa caractéristique.

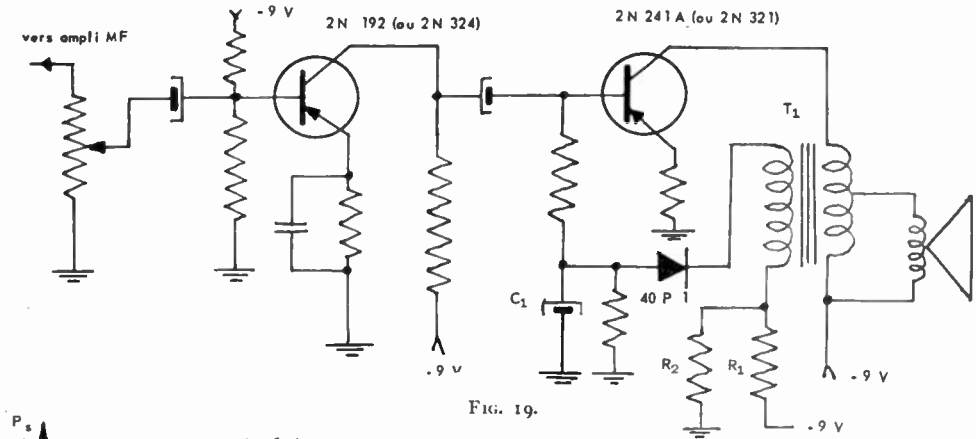


FIG. 19.

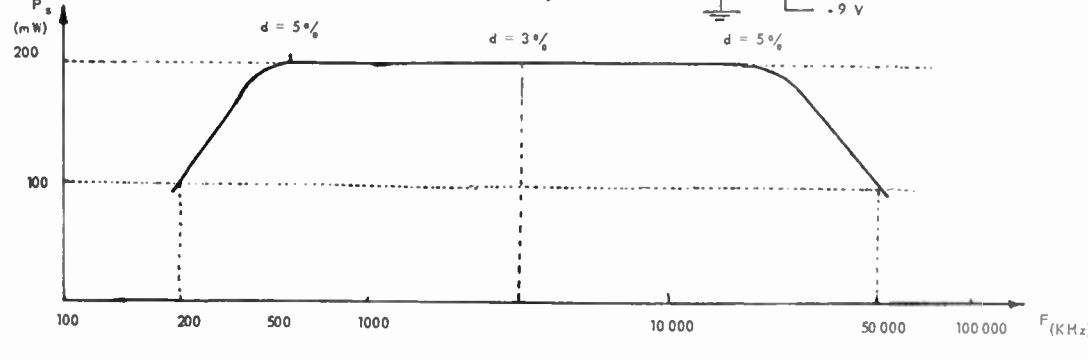


FIG. 20. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence. P_S = 200 mW (relevée sur résistance).

Le condensateur C_1 (10 µF) doit présenter une constante de temps suffisante pour maintenir une polarisation aux basses fréquences. En l'absence de signal, le transistor de sortie est en classe B, c'est donc l'alternance négative de la modulation appliquée sur la base qui débloquera le transistor.

Une tension induite apparaîtra aux bornes du secondaire de T_1 qui, après détection, permettra au condensateur C_1 de se charger négativement par rapport à la masse.

La puissance nécessaire à la polarisation empruntée au circuit de sortie sera ajustée pour la puissance maximum modulée par le choix judicieux d'une prise au secondaire de T_1.

Les avantages de la classe A variable sont les suivants :

Soit un transistor 2N 188A. La dissipation collecteur maximum permise à 25 °C est de 180 mW.

— *En classe A normale* la puissance alternative maximum que pourra délivrer ce transistor sera de 90 mW.

— *En classe A variable*, la puissance alternative maximum sera de 180 mW.

En classe A normale la puissance dissipée nécessaire au repos est :

$P_d = U_C I_C$ = puissance dissipée max. admise sur le collecteur
= puissance fournie par la pile.

La puissance alternative maximum permise dans ces conditions sera :

$$\frac{U_C}{\sqrt{2}} \times \frac{I_C}{\sqrt{2}} = \frac{P_d}{2}$$

d'où un rendement de 50 % en pleine modulation.

Pour des puissances inférieures, le rendement diminuera car la puissance fournie par la source d'alimentation reste constante.

Nous avons vu que la puissance dissipée au repos était fixée par $U_C.I_C$. En pleine modulation, cette puissance dissipée est donnée par :

P_d = puissance pile - puissance modulée.

En remplaçant puissance modulée par :

$$\frac{\text{puissance dissipée au repos}}{2}$$

on en déduit que :

$$P_d \text{ en pleine modulation} = \frac{\text{puissance dissipée au repos}}{2}$$

La puissance dissipée par le transistor en classe A normale est maximum au repos, minimum en pleine modulation.

La puissance dissipée au collecteur en pleine modulation étant la moitié de la puissance dissipée maximum permise, on s'aperçoit que dans ces conditions il est possible de doubler la puissance modulée sans toutefois dépasser la puissance dissipée maximum. Néanmoins le rendement sera toujours de 50 %, car pour sortir le double de puissance modulée, il faudra doubler le courant de repos.

Malgré un courant de polarisation variable avec la modulation, le rendement de la classe A glissante n'est pas constant. Pour le rendre constant, il faudrait que la tension d'alimentation soit également variable avec l'amplitude du signal.

En classe A variable, le rendement en pleine modulation est de 50 %, comme pour la classe A normale. Il diminuera pour des puissances inférieures mais sera toujours supérieur à celui de la classe A normale (Fig. 21, 22 et 23).

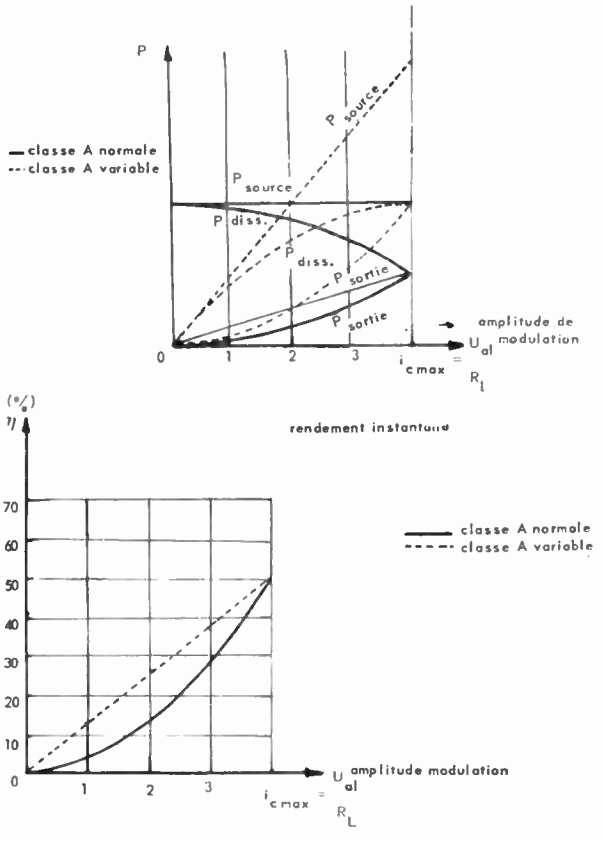


Fig. 21 et 22. — Caractéristiques comparées d'un étage en classe A fixe et en classe A variable.

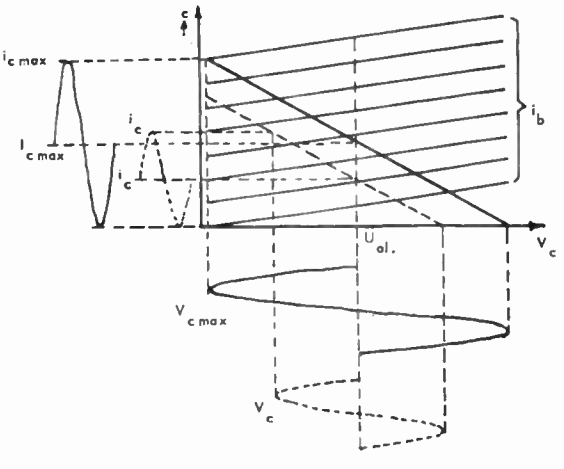


Fig. 23. — Représentation graphique du fonctionnement en classe A variable.

De la classe A variable, on retire trois avantages :

1° Puissance modulée double de la classe A normale, c'est-à-dire, puissance modulée égale à la puissance dissipée maximum permise au collecteur.

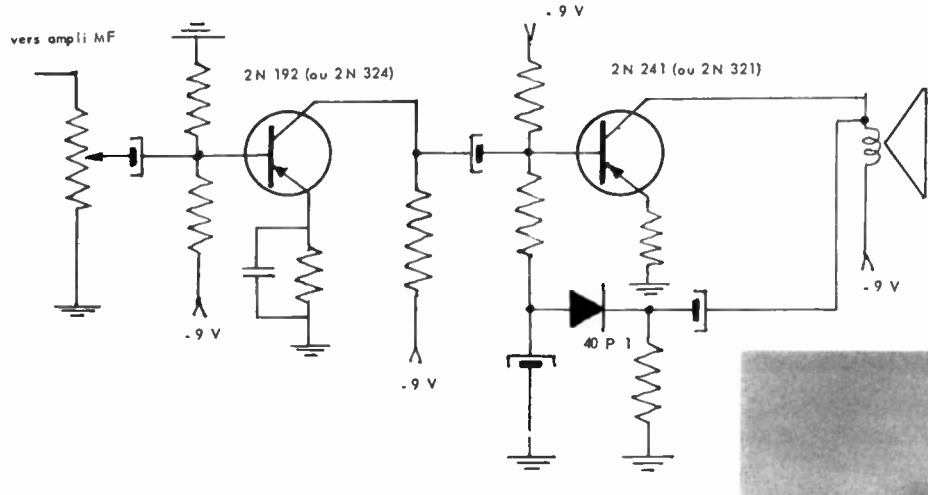
2° Rendement aux faibles niveaux supérieur à la classe A normale.

3° Stabilité thermique en l'absence de signal.

Bloc V : Amplificateur BF à 2 transistors — Puissance de sortie 100 mW. Classe A variable sans transformateur de sortie.

Tension d'alimentation	9 V
Gain de puissance	60 dB
Consommation en pleine modulation	72 mA
» en l'absence de signal	12 mA
Impédance bobine mobile	75 Ω
Dimensions hors-tout	8,5 cm
	5,5 cm
	5,5 cm

Schéma théorique.



Caractéristiques.

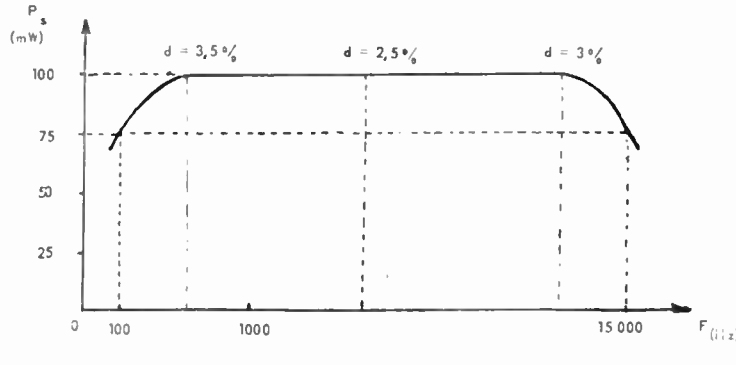


Fig. 25. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence (relevée sur résistance) P_S = 100 mW.

Cet amplificateur sans transformateur offre l'avantage d'avoir une consommation variable avec l'amplitude du signal. Précédé des blocs I et II, il peut constituer un récepteur économique de bonnes performances. La tension permettant la classe A variable est prise directement aux bornes de la bobine mobile. Le courant de repos sans signal est de 10 mA. La bobine mobile résistive ne permet pas au rendement d'excéder 25 %.

Bloc VI : amplificateur BF à 3 transistors. Puissance de sortie 100 mW. Classe A variable sans transformateur de sortie.

Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	66 dB
Consommation en pleine modulation	65 mA
» en l'absence de signal	12 mA
Impédance bobine mobile	75 Ω
Dimensions hors-tout	8,5 cm
	5,5 cm
	5,5 cm

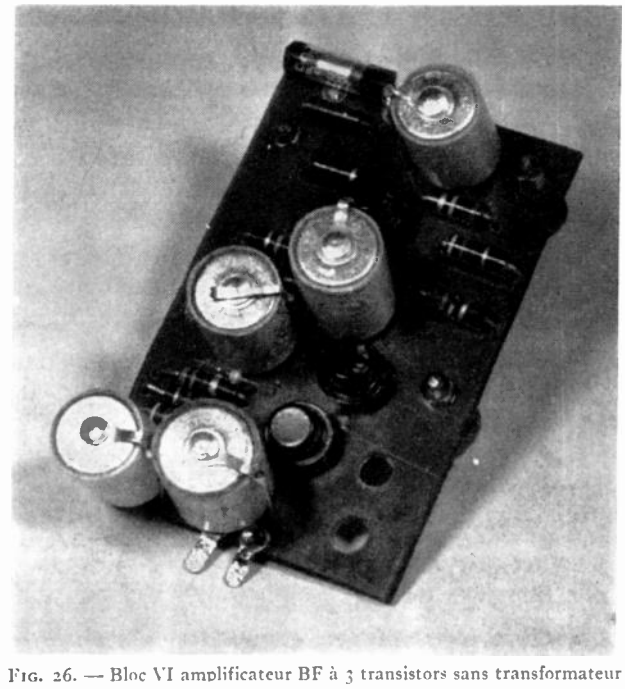
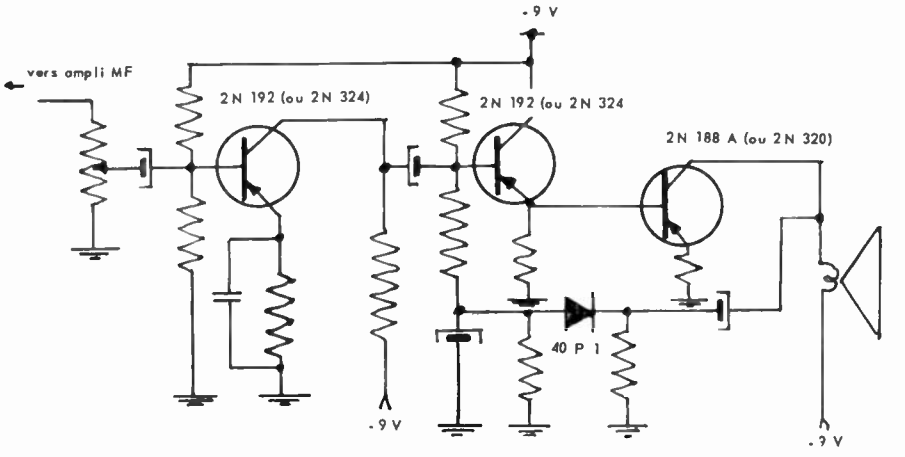


Fig. 26. — Bloc VI amplificateur BF à 3 transistors sans transformateur de sortie.

SCHÉMA THÉORIQUE.



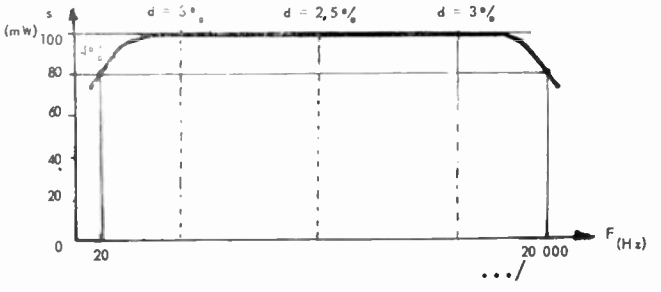


FIG. 28. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence. (relevée sur résistance) P_S = 100 mW.

CARACTÉRISTIQUES.

Cet amplificateur à grand gain est, par son absence de transformateur, très fidèle. Il permet de réaliser à l'aide des blocs I et II un très bon récepteur. La bobine mobile étant résistive, le rendement sera inférieur à 25 %.

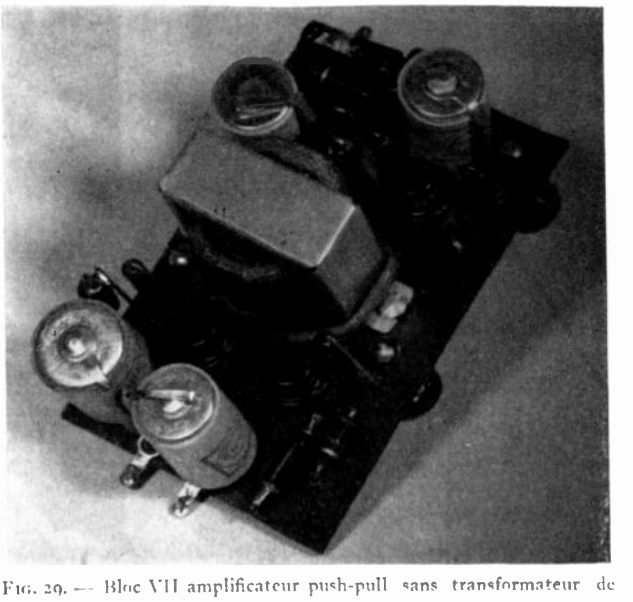
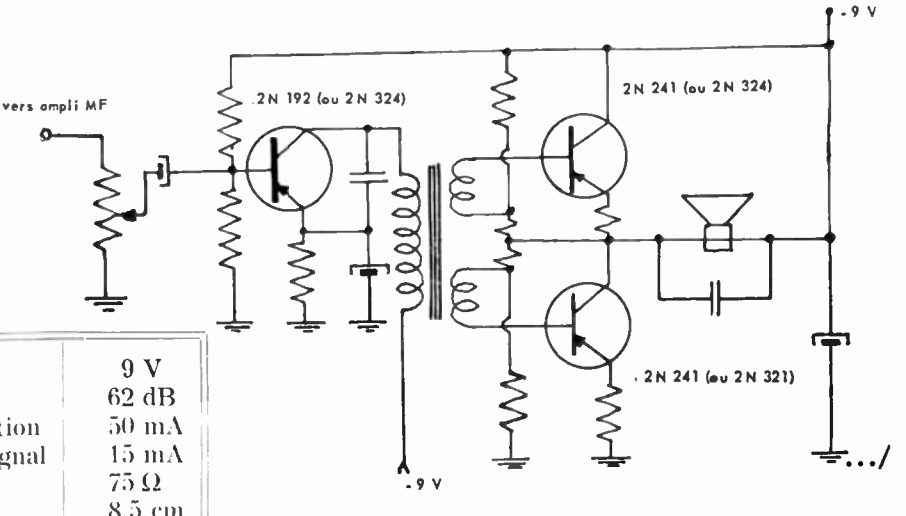


FIG. 29. — Bloc VII amplificateur push-pull sans transformateur de sortie.

Bloc VII : amplificateur BF à 3 transistors. Puissance de sortie 220 mW. Push-pull Classe B. Sans transformateur de sortie.

SCHÉMA THÉORIQUE



Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	62 dB
Consommation en pleine modulation	50 mA
» en l'absence de signal	15 mA
Impédance bobine mobile	75 Ω
Dimensions hors-tout	8,5 cm
	× 5,5 cm
	× 5,5 cm

FIG. 30.

Cet amplificateur est caractérisé par son absence de transformateur de sortie, son haut rendement et sa puissance de sortie élevée.

Avec les blocs I et II, il peut encore constituer une version économique de qualité.

La tension aux bornes de chaque transistor de sortie est la moitié de la tension d'alimentation. Le condensateur C_1 doit avoir une valeur suffisante pour fournir de l'énergie aux plus basses fréquences. Les secondaires du transformateur déphaseur n'auront pas des points milieu communs.

Cette version donnerait des meilleurs résultats sous 12 V d'alimentation.

Bloc VIII : amplificateur BF à 4 transistors. Puissance de sortie 500 mW. Push-pull classe B.

Tension d'alimentation	9 V
Gain en puissance	80 dB
Consommation en pleine modulation	120 mA
» en l'absence de signal	13 mA
Impédance bobine mobile	75 Ω
Dimensions hors-tout	13 cm
	× 5,5 cm
	× 5,5 cm

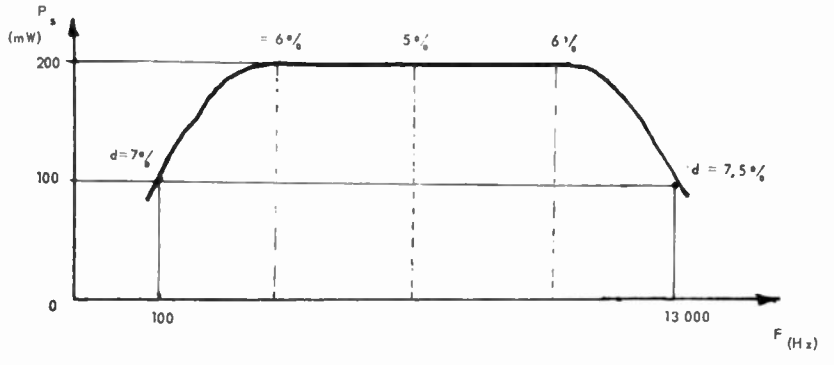


FIG. 31. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence (relevée sur résistance) P_S = 200 mW.

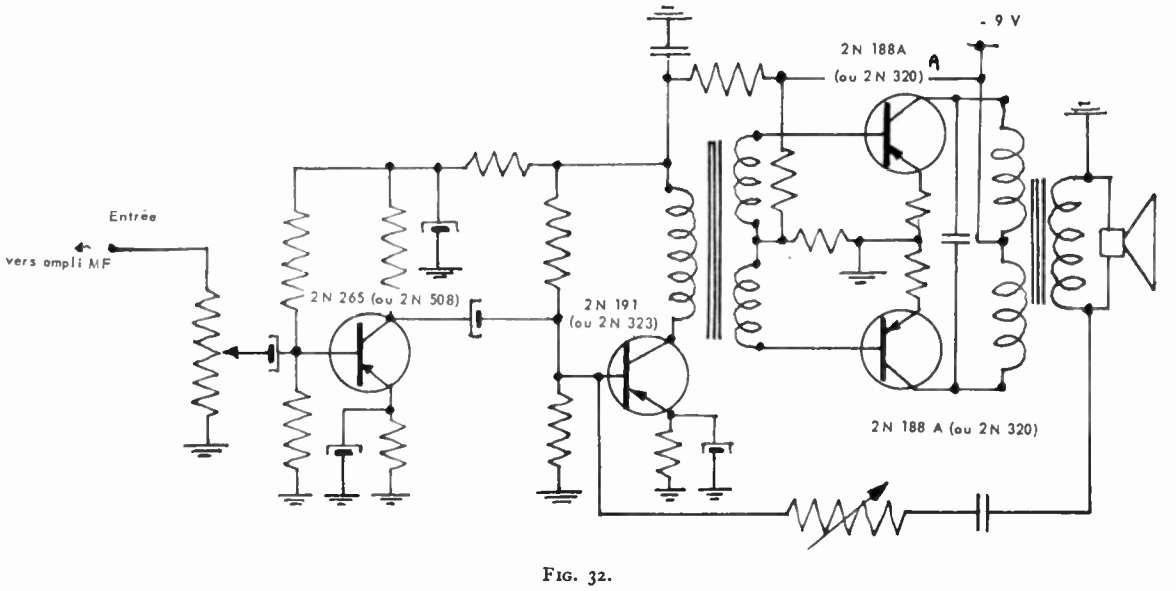


FIG. 32.

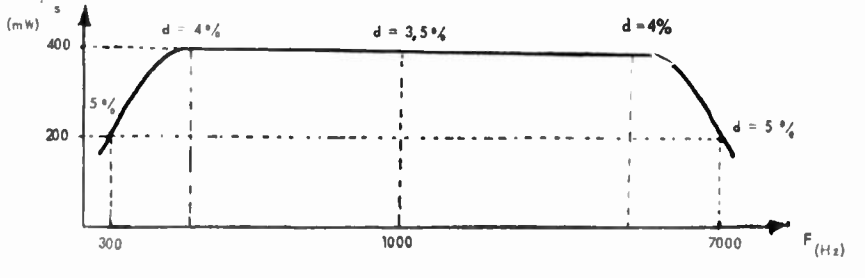


FIG. 33. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence. (relevée sur résistance) P_S = 400 mW.

SCHÉMA THÉORIQUE.

Cet amplificateur utilise une technique classique. Son rendement est excellent et sa puissance très élevée. Il permet de réaliser avec les blocs I et II un récepteur de très bonne qualité. Il peut également être utilisé comme amplificateur de pick-up. Dans ce cas, il suffira d'insérer une résistance en série dans l'entrée de 470 kΩ pour les têtes piézoélectriques.

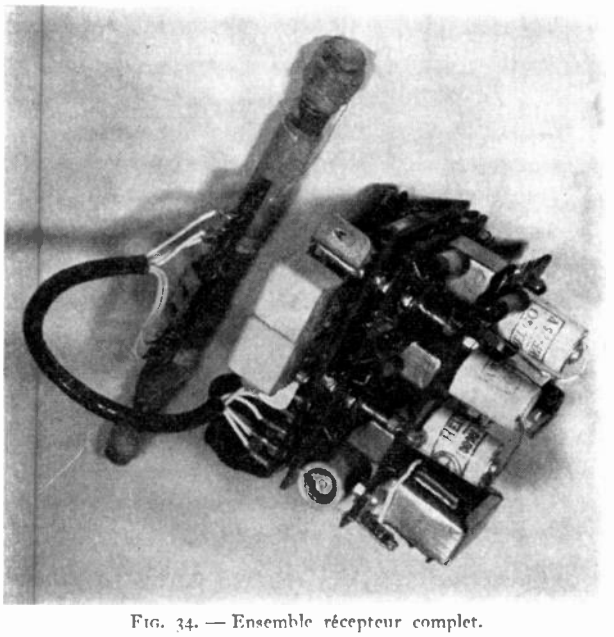


FIG. 34. — Ensemble récepteur complet.

Combinaisons permettant d'obtenir des récepteurs économiques

Gammes PO-GO

Récepteur 5 transistors Puissance de sortie 100 mW bonne sensibilité bonne fidélité faible rendement	Récepteur 4 transistors Puissance de sortie 100 mW faible sensibilité bonne fidélité bon rendement	Récepteur 4 transistors Puissance de sortie 100 mW faible sensibilité bon rendement
Bloc I Bloc II Bloc V	Bloc I Bloc III Bloc IV	Bloc I Bloc III Bloc V

4. — ASSOCIATION DES DIFFÉRENTS BLOCS

Tableau récapitulatif

Bloc I	oscillateur-mélangeur PO-GO.
Bloc II	amplificateur MF, 470 kHz à 2 transistors.
Bloc III	amplificateur MF, 470 kHz à 1 transistor.
Bloc IV	amplificateur BF à 2 transistors. Puissance de sortie 200 mW. Classe A variable.
Bloc V	amplificateur BF à 2 transistors. Puissance de sortie 100 mW. Classe A variable, sans transformateur de sortie.
Bloc VI	amplificateur BF à 3 transistors. Puissance de sortie 100 mW. Classe A variable.
Bloc VII	amplificateur BF à 3 transistors. Puissance de sortie 220 mW. Push-pull Classe B.
Bloc VIII	amplificateur BF à 4 transistors. Puissance de sortie 500 mW. Push-pull Classe B.

Combinaisons permettant d'obtenir des récepteurs de qualité

Gammes PO-GO

Récepteur 5 transistors Puissance de sortie 100 mW bonne sensibilité, bon rendement	Récepteur 6 transistors Puissance de sortie 100 mW bonne sensibilité, bonne fidélité, faible rendement	Récepteur 6 transistors Puissance de sortie 220 mW bonne sensibilité, bon rendement	Récepteur 7 transistors Puissance de sortie 500 mW bonne sensibilité, bonne fidélité, bon rendement
Bloc I Bloc II Bloc IV	Bloc I Bloc II Bloc VI	Bloc I Bloc II Bloc VII	Bloc I Bloc II Bloc VIII

GÉNÉRATEUR TRANSISTORISÉ DE SIGNAUX DE BASE DE TÉLÉVISION AU STANDARD 819 LIGNES

PAR

J. BORNE

Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée.

Le générateur de signaux de base de télévision construit aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée avec des circuits utilisant les semiconducteurs (transistors et diodes) à l'exclusion de tous tubes électroniques classiques constitue un organe à fonctionnement autonome destiné à être incorporé dans un équipement léger de prises de vues de télévision.

Cet appareil a cependant été conçu pour pouvoir être utilisé sans modification dans les équipements de studio et fournit les signaux de base convenables pour piloter trois chaînes video fonctionnant suivant les normes du standard français 819 lignes.

Caractéristiques et présentation.

Les caractéristiques principales du générateur sont conformes aux normes du système français de télévision 819 lignes, pour une image composée de deux trames entrelacées.

Les signaux sont fournis sur fiches coaxiales d'impédance nominale 75 ohms avec une tension 1 volt crête à crête et de polarité positive.

Les signaux disponibles sont au nombre de 10 :

— 3 signaux de suppression ligne,

— 3 signaux de suppression trame,

— 4 signaux de synchronisation mélangée.

Valeur nominale de la fréquence trame : 50 cycles par seconde, synchronisée sur la fréquence du réseau.

Durée du signal de synchronisation ligne : 2,5 µs.

Durée du signal de synchronisation trame : 20 µs.

Durée du signal de suppression ligne : 9,7 µs.

Durée du signal de suppression trame : 2 ms.

Le front avant du signal de suppression ligne est en avance de 0,6 microseconde sur le front avant du signal de synchronisation ligne.

Dans une première version utilisant les transistors moyenne fréquence OC 44, le temps d'établissement des signaux, mesuré à la sortie du générateur, était de 100 nanosecondes. L'utilisation de transistors haute fréquence OC 170 pour les circuits d'adaptation et de sortie permet d'obtenir un temps d'établissement des signaux, mesuré dans les mêmes conditions, inférieur à 70 nanosecondes.

Le générateur de signaux de base de télévision est réalisé dans un boîtier métallique de volume réduit ; la disposition des fiches coaxiales de sorties et des broches pour alimentation secteur sur une même face permet d'intégrer commodément cet appareil à l'ensemble mécanique supportant les divers organes d'une chaîne video de télévision. Le modèle des fiches coaxiales utilisées a été choisi pour son encombrement réduit, mais une boîte de raccordement permet éventuellement l'utilisation des câbles de liaison terminés par des fiches coaxiales du modèle imposé par la R.T.F.

Dimensions 220 × 110 × 67 millimètres.

Poids 2 kg.

Consommation 5 watts sur secteur 50 c/s, 120 V ou 220 V.

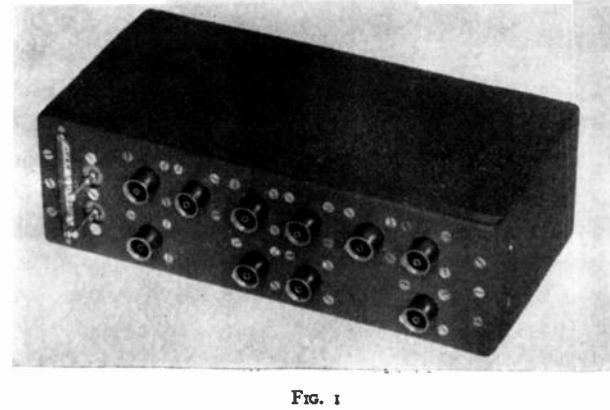


FIG. 1

Les photographies 1 et 2 montrent l'appareil en ordre de marche et capot de protection enlevé.

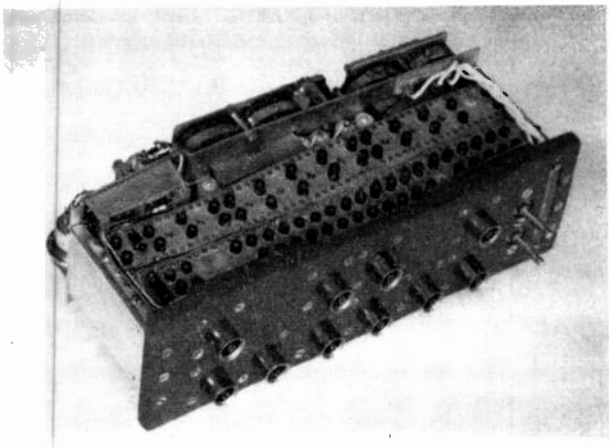


FIG. 2.

Principe de fonctionnement (fig. 3).

Un oscillateur pilote fournit des impulsions à une fréquence de répétition nominale de 40 950 cycles par seconde. Cet oscillateur est constitué par un multivibrateur dont la fréquence est asservie à la fréquence du réseau au moyen d'un montage comparateur de phase recevant d'une part une fraction de la tension alternative d'alimentation et d'autre part le signal de suppression trame.

Une chaîne de division par 819 reçoit ces impulsions issues de l'oscillateur pilote et fournit des impulsions à la fréquence de trame 50 cycles par seconde. Cette chaîne est établie à partir d'une chaîne de division par 1 024 constituant un compteur formé de 10 basculeurs en cascade et des impulsions de prédétermination prélevées sur le dernier basculeur, lorsque le compteur passe de l'état 1023 à l'état 0, sont appliquées sur les étages n° 1, 3, 4, 7 et 8 pour avancer le compteur à l'état 205.

Les impulsions à fréquence trame issues du dernier basculeur de la chaîne de division par 819 sont distribuées sur deux univibrateurs. Le premier fournit le signal de suppression trame tandis que le deuxième fournit un signal dont le front arrière fixe l'instant caractéristique du signal de synchronisation trame ; pour cela la durée de ce dernier, réglée à une valeur légèrement supérieure à 6 demi-lignes, est plus précisément fixée au moyen d'impulsions de verrouillage issues de l'oscillateur pilote et convenablement retardées au moyen d'un troisième univibrateur pour compenser le retard apporté par ailleurs dans la formation des signaux de synchronisation ligne. Le front arrière de l'univibrateur 2 ainsi fixé déclenche un quatrième univibrateur fournissant le signal de synchronisation trame.

Les impulsions à fréquence ligne 20475 sont obtenues au moyen d'un basculeur actionné par les impulsions issues de l'oscillateur pilote et distribuées sur deux nouveaux univibrateurs 5 et 6 dont les durées sont réglées respectivement à 4,4 et 5 microsecondes. L'univibrateur 5 déclenche encore un univibrateur 7 fournissant les signaux de suppression ligne, et l'univibrateur 6 déclenche enfin un univibrateur 8 fournissant les signaux de synchronisation ligne.

Des circuits d'amplification et d'écrêtage permettent une mise en forme des signaux conforme aux normes RTF pour les distribuer ensuite sur les fiches coaxiales de sorties.

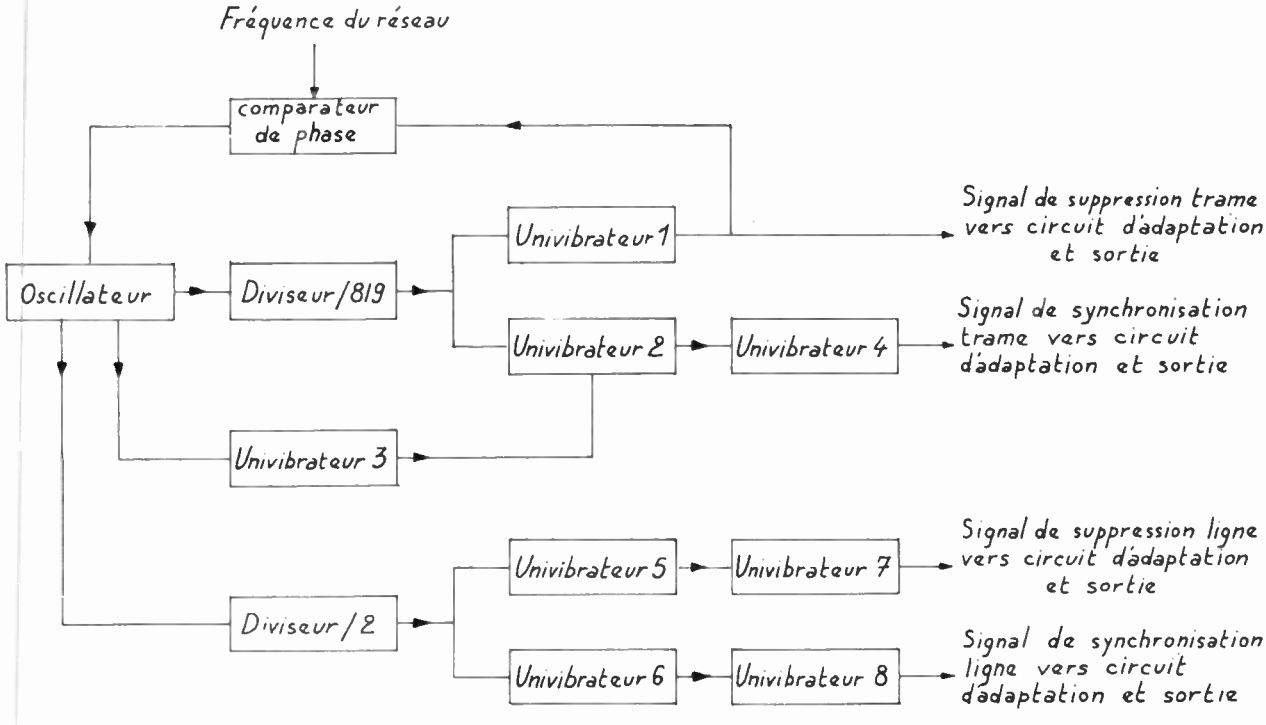


FIG. 3.

Technique de câblage.

Les circuits du générateur sont groupés en trois sous-ensembles principaux câblés chacun sur une forme prismatique dont la planche photographique 4 montre de 1 à 6 les différents stades de fabrication.

En 1 et 2 les éléments d'assemblages formés d'une plaquette de matériau isolant (verre tissé stratifié) et de barettes munies d'œillets assemblées par deux équerres de laiton.

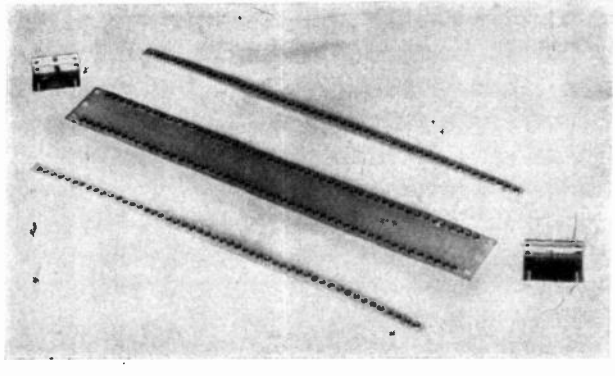
En 3 et 4 la fixation des éléments de circuits suivant les parois du montage et des supports de transistors à l'intérieur de ce montage.

En 5 la mise en place des transformateurs de liaison.

Enfin en 6 l'aspect d'un sous-ensemble terminé muni de ses transistors.

Par rapport à la technique connue des circuits imprimés réalisés sur plaques, cette nouvelle technique présente un certain nombre d'avantages :

La disposition des éléments dans les trois dimensions du volume occupé par le montage permet un assemblage plus compact des éléments utilisés, et conduit, pour un sous-ensemble donné, à un encombrement beaucoup plus réduit.



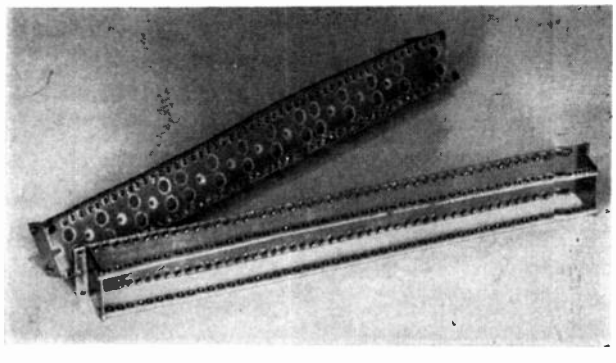


FIG. 4.1 et 4.2.

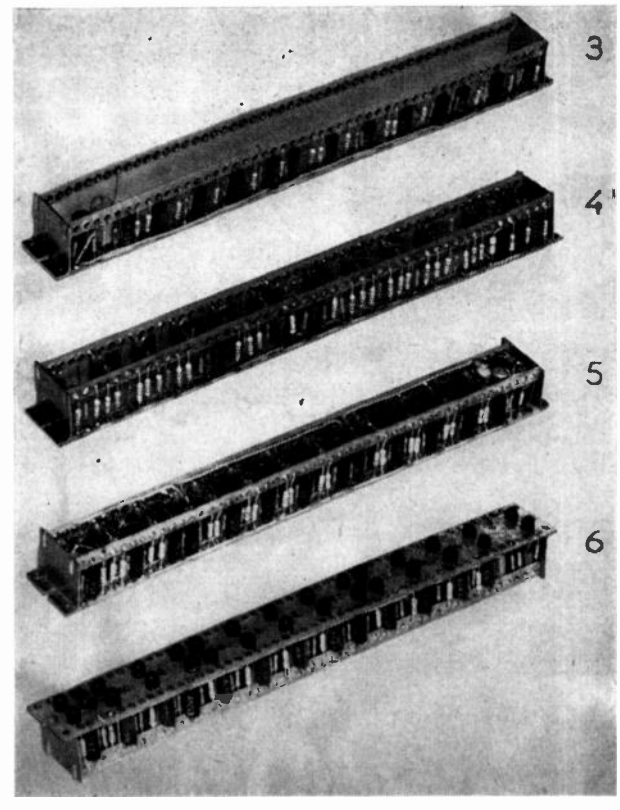


FIG. 4.3, 4.4, 4.5, 4.6.

Pour la construction d'un appareil complexe et utilisant un grand nombre de circuits divers, la facilité de fabrication des éléments d'assemblage autorise une grande liberté dans le choix des dimensions et la répartition des sous-ensembles suivant la forme que l'on veut donner à l'appareil et les commodités d'interconnexion des sous-ensembles.

Un autre avantage important pour la réalisation des circuits à transistors découle de l'utilisation systématique de supports analogues à ceux dont il est fait usage dans la réalisation des circuits à tubes électroniques.

En effet, le montage des transistors par soudure de leurs connexions exige de prendre de grandes précautions pour éviter que la chaleur de la soudure ne se propage dans ces connexions et détériore le transistor ; l'utilisation des supports permet au contraire d'effectuer les soudures sur des éléments moins sensibles à la température et les transistors ne sont incorporés au montage que lorsque celui-ci a été complètement terminé et vérifié. De plus, dans le cas où un transistor de caractéristiques défectueuses aurait échappé au contrôle, il peut être facilement remplacé lorsqu'on fait le contrôle de fonctionnement de l'appareil terminé.

L'UTILISATION DE LA CÉRAMIQUE DANS LA FABRICATION DES TUBES ÉLECTRONIQUES ET RÉPERCUSSIONS SUR LES CONDITIONS ACTUELLES D'EMPLOI

PAR

J. MONTGAILLARD

Ingénieur au Service Etudes

Département Lampes, Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

1. — Introduction.

L'industrie de la céramique a réalisé des progrès considérables, au cours des dernières années, dans le domaine des applications spécialisées parmi lesquelles l'électronique occupe une place de choix.

Les exigences de plus en plus variées du matériel électronique ont ainsi stimulé cette industrie.

Alors que des matériaux nouveaux aux caractéristiques prometteuses, tels que ferrites, céramiques piézoélectriques, thermistances, faisaient leur apparition, les céramiques plus classiques s'amélioraient et permettaient d'envisager, avec assurance, leur emploi dans l'industrie déjà stabilisée des tubes électroniques.

Depuis plusieurs années déjà nous avons vu apparaître, notamment aux U.S.A., des tubes à enceinte céramique-métal, dits tubes « céramique ».

Les caractéristiques annoncées étaient suffisamment éloquentes pour permettre de supposer que ces nouveaux tubes ne tarderaient pas à remplacer les tubes classiques à enceinte verre-métal, dits tubes « verre ».

Ce remplacement, en réalité, ne s'effectue pas à un rythme aussi rapide que l'on aurait pu le prévoir et il semble actuellement que le tube « céramique », n'ayant pas atteint une maturité suffisante, soit plus particulièrement réservé aux applications pour lesquelles les tubes « verre » présentent des limitations gênantes.

Ces limitations se rencontrent fréquemment dans les matériels militaires et professionnels et c'est principalement pour cette utilisation que, tout au moins en France, sous l'impulsion des Administrations, la technique du tube « céramique » se développe.

Dans l'exposé qui va suivre, nous rappellerons les avantages apportés par l'emploi de la céramique puis nous indiquerons les principaux procédés utilisés pour la réalisation des enceintes et les conséquences de cette technologie nouvelle sur la structure des tubes électroniques.

Enfin, dans une dernière partie, nous essayerons d'analyser les raisons susceptibles d'expliquer la lente évolution que nous avons mentionnée ci-dessus.

2. — Avantages comparés de la céramique et du verre.

Par rapport au verre, les céramiques utilisables pour la fabrication d'enceintes présentent plusieurs avantages :

- — possibilité d'usinage avec une précision atteignant le micron pour des formes simples ;
- — faible facteur de pertes diélectriques ;
- — résistivité élevée ;
- — possibilité d'utiliser des structures interdites par l'emploi du verre ;
- — résistance mécanique élevée ;
- — inertie chimique et physique jusqu'à 1 000 °C au moins.

A l'appui de ces deux dernières assertions, citons quelques chiffres que nous avons relevés sur des enceintes dont la figure 1 montre l'aspect ; ces enceintes sont constituées par quatre anneaux en céramique à 95 % d'alumine, raccordés entre eux par la méthode de scellement au molybdène-titane (qui sera décrite plus loin) ; aux extrémités de cet empilement cylindrique sont brasées deux rondelles métalliques.

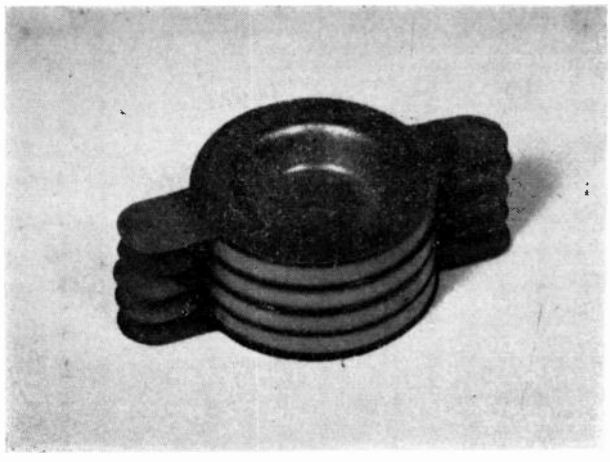


Fig. 1. (Echelle : 1).

Ce type d'enceinte résiste, sans rupture d'étanchéité, à au moins 10 chocs thermiques constitués par un échauffement lent à 200 °C dans une étuve à air, suivi d'une plongée brutale dans de l'eau dont la température est inférieure à 5 °C ; pendant la plongée, l'enceinte est rapidement agitée pour limiter les effets de la caléfaction.

Le même type d'enceinte supporte sans dommage, à partir de la température de 20 °C, 10 plongées dans un alliage d'étain fondu maintenu à 180 °C, suivies d'un refroidissement dans l'air ambiant. Enfin, il supporte une température ambiante constante de 500 °C pendant 600 heures, sans rupture d'étanchéité à l'air.

Nous avons, toujours sur le même type d'enceinte, voulu mesurer sa porosité à l'hydrogène moléculaire pour en déduire la possibilité de réaliser des thyratrons à hydrogène à enceinte céramique-métal.

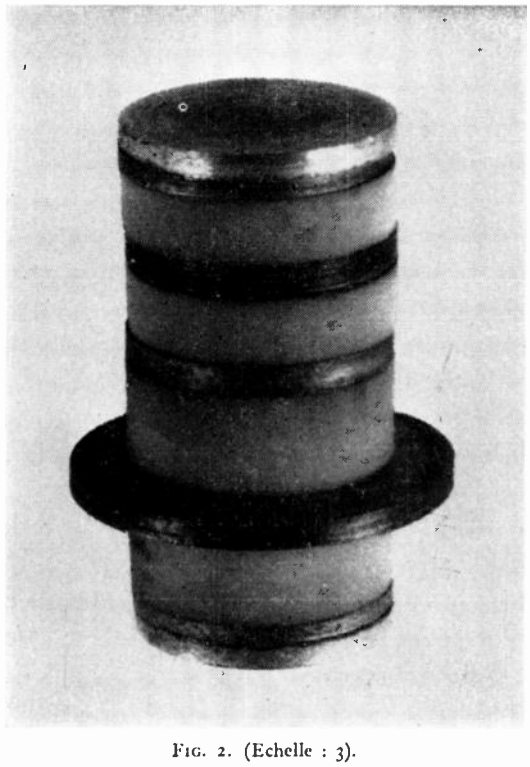


Fig. 2. (Echelle : 3).

La quantité de gaz traversant les parois varie depuis 8.10^{-7} $l\mu$/ seconde par centimètre carré de surface d'enceinte (composée de 10 cm² de métal et de 7,5 cm² de céramique) jusqu'à $1{,}5.10^{-3}$ $l\mu$/ seconde par centimètre carré, lorsque la température de l'enceinte passe de 25 °C à 500 °C. Des résultats de même ordre de grandeur ont été enregistrés avec des enceintes, de plus petites dimensions, représentées figure 2.

Cependant, les céramiques présentent, par rapport au verre, certains inconvénients qui méritent d'être signalés :

— opacité qui empêche de voir à l'intérieur des tubes ;

— constante diélectrique élevée, gênante pour la réalisation de sorties coaxiales hyperfréquences ;

— nécessité de mise en œuvre de moyens nouveaux ;

— prix de revient élevé.

La comparaison verre-céramique reste pourtant très favorable à celle-ci.

3. — Modes de réalisation d'enceintes en céramique.

Il y a trois matériaux principaux en présence :

- le métal des connexions électriques auquel la céramique sera brasée ;
- le métal de brasure ;
- enfin la céramique dont les surfaces à braser ont été, ou non, suivant les procédés de scellement employés, métallisées au préalable.

3.1. — Le métal qui constitue les connexions doit être étanche au vide, bon conducteur électrique et thermique ; il doit être peu oxydable, résistant aux agents de corrosion climatiques et posséder un coefficient de dilatation thermique voisin de celui de la céramique. Lorsque ce dernier point n'est pas réalisé, c'est le cas le plus fréquent, il faut, pour réduire les efforts mécaniques entre métal et céramique (qui apparaissent après scellement), utiliser un métal aussi ductile que possible et recourir à des méthodes technologiques bien connues des verriers :

— amincir le métal pour le rendre malléable, à proximité des scellements ;

- faire travailler la céramique en compression puisque c'est à cette sorte de contraintes qu'elle résiste le mieux.

Dans ces conditions, le cuivre, le nickel, le kovar, le titane et certains alliages fer-nickel et fer-chrome peuvent convenir.

Nous avons développé et utilisé deux matériaux métalliques qui répondent en partie aux souhaits formulés plus haut.

La figure 3 montre les courbes d'allongement obtenues avec ces deux matériaux appelés F10 et S10, comparées à celles de métaux usuels comme le nickel et le molybdène.

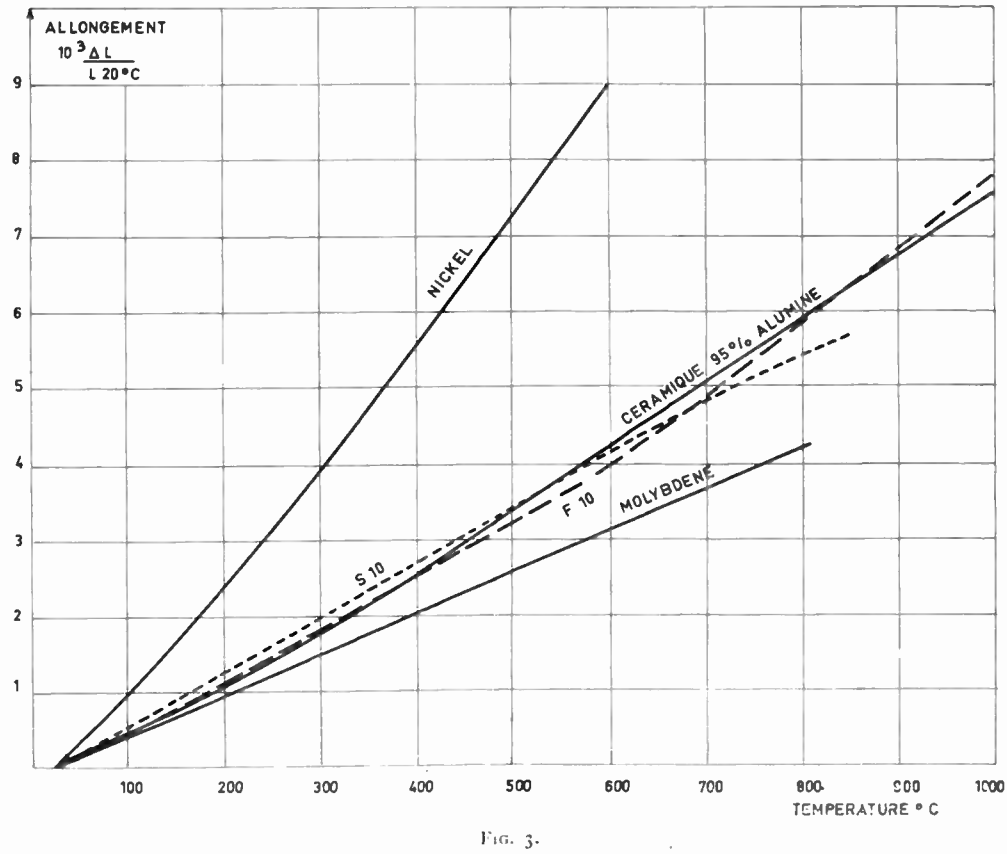


FIG. 3.

3.2. — Le deuxième matériau d'un scellement est le métal de brasure.

Il serait souhaitable d'utiliser des brasures dont le coefficient de dilatation s'accorde bien à celui de la céramique, ce qui n'est jamais réalisé.

Il faut donc, pour diminuer les contraintes mécaniques, utiliser la plus petite quantité de brasure compatible avec l'obtention d'un bon scellement ; ceci permet, par ailleurs, de supprimer les retassures génératrices de fuites, qui se forment au sein de la brasure, lors de sa solidification.

Les brasures généralement utilisées sont : l'eutectique cuivre-argent, l'argent pur, le cuivre pur, l'or pur, les alliages or-cuivre, en accordant une préférence au métal le plus ductile qui résiste le mieux à l'oxydation.

3.3. — Le troisième élément d'un scellement est la céramique.

Deux types de céramiques sont plus particulièrement utilisés : les alumines, qu'elles soient à haute teneur en alumine (plus de 99 %) ou à plus basse teneur (90 à 97 %) et les forstérites.

Le tableau suivant donne quelques caractéristiques de ces matériaux.

	Alumine Cératube CE 99 (alumine à 99 %)	Alumine Coors AI 200 (alumine à à 95 %)	Frequentite S Steatit and Porcelain (forstérite)
Température maximum d'utilisation °C	1 600	1 700	1 350
Coefficient de dilatation moyen ($\times 10^{-6}$) 0/300 °C	6,7	6,4	8,5
300/800 °C	8	8,25	11,7
Effort de rupture en compression kg/cm²	21 000	20 000	7 000

Les qualités les plus importantes de ces céramiques sont :

— l'étanchéité, mesurée souvent par la quantité d'eau absorbable (si cette quantité ne dépasse pas 0,1 %, il est admis que le matériau est étanche si son épaisseur dépasse 0,25 mm) ;

— le coefficient de dilatation ;
— la résistance mécanique ;
— la conduction thermique ;
— la température maximale d'utilisation ;
— la résistance aux chocs thermiques ;
— les pertes diélectriques ;
— la résistivité.

Les céramiques sont usinables, par les méthodes classiques à l'aide de meules, de forets en diamant, par rodage, ou par ultra-sons.

3.4. — Indiquons rapidement comment est relié, par brasure, un métal à une céramique.

Deux types de procédés sont utilisables.

Le premier consiste à déposer, à la surface de la céramique qu'il faut sceller, une mince couche d'un mélange en poudre de molybdène et de titane (il est possible d'utiliser du molybdène et du manganèse ou encore du tungstène et du fer) ; le tout est chauffé sous atmosphère réductrice vers 1 600 °C. Au cours de cette opération, il apparaît vraisemblablement une phase vitreuse à la surface de la céramique dans laquelle se dissout une partie du titane ou plus probablement de l'oxyde de titane, ce dernier métal étant oxydé par les impuretés contenues dans l'hydrogène. Le reste du titane se fritte au molybdène et le retient sur la céramique : ce mode de liaison est à rapprocher de celui des scellements verre-métal, à savoir dissolution d'un oxyde métallique dans une masse vitreuse fondue. La céramique peut, dès lors, être brasée par sa surface métallisée à un métal, en utilisant les méthodes habituelles d'assemblage de deux métaux entre eux.

Le second procédé consiste à élaborer, sous bon vide ou sous atmosphère absolument neutre, un alliage composé de titane et d'un métal de brasage, les alliages à base de titane ayant la propriété — à l'état fondu — de mouiller parfaitement la surface de la céramique avec laquelle ils sont en contact. Les mêmes alliages mouillent, dans le même temps, le métal à sceller sur la céramique. Il s'agit donc d'un accrochage physique et non d'une dissolution comme dans le cas du procédé molybdène-titane.

4. — Structures des tubes à enveloppe céramique-métal.

Ces méthodes d'assemblage permettent l'utilisation de structures simples qu'il était difficile de réaliser avec la technologie verre-métal.

4.1. — Dans le domaine des tubes de réception à faible puissance, les éléments d'enceinte peuvent servir d'entretoises de calage des électrodes.

Par exemple, en utilisant des pièces en métal et en céramique usinées avec des tolérances de $\pm$ 1 μ, il est possible d'obtenir à $\pm$ 5 μ près une distance choisie par avance entre deux électrodes.

Les figures 4 et 5 montrent l'aspect de deux structures de tubes à enceinte céramique-métal utilisées couramment ; la figure 6 montre la coupe d'un tube de réception conventionnel à enceinte verre-métal.

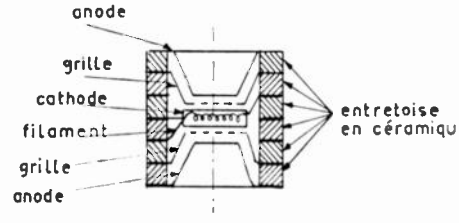


FIG. 4.

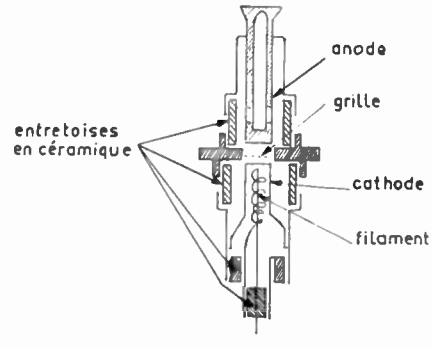


FIG. 5.

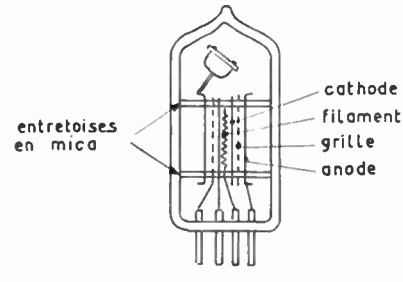


FIG. 6.

Les avantages des structures céramique-métal se déduisent immédiatement de la comparaison des trois figures :

— les entretoises en mica ont disparu et, avec elles, les particules qui s'en détachent et les gaz nocifs qui s'en échappent.

— les électrodes sont raccordées très directement à leurs supports d'où un meilleur refroidissement de la grille et de l'anode (diminution des émissions thermiques parasites et, par là même, suppression de revêtements anti-émissifs qui empoisonnent souvent les émissions cathodiques) ainsi qu'une fixation meilleure des électrodes améliorant la tenue aux chocs et vibrations.

— le nombre des soudures électriques d'assemblage par points, génératrices de particules libres dans les tubes et à qui peuvent être imputées des coupures accidentelles de circuit, est notablement diminué.

— les opérations d'assemblage des pièces détachées sont simplifiées.

— dans certains cas, le scellement des éléments d'enceinte et le pompage du tube sont effectués sous vide au cours d'un seul cycle thermique ; les éléments du tube sont mis à leur place définitive dans un support de montage, puis l'ensemble est introduit dans un four à vide et porté à la température de scellement des éléments d'enceinte qui se soudent et fixent toutes les pièces du tube à ce moment. Le tube est donc pompé, puis fermé en une seule opération très simple ; le queusot traditionnel disparaît d'où un gain dans l'encombrement du tube.

— les températures d'étuvage des tubes en cours de pompage peuvent passer de 500 °C à 1 000 °C d'où un meilleur dégazage des éléments et un meilleur vide dans le tube scellé.

— la température maximale du point le plus chaud de l'enceinte peut atteindre 300 à 350 °C ; de ce fait, le volume des tubes se trouve réduit de façon spectaculaire pour atteindre fréquemment le quart ou moins de celui du tube « verre » équivalent.

4.2. — Dans le domaine des tubes de puissance ou d'émission, les structures sont souvent de la forme indiquée par la figure 7, structure qui n'est pas nouvelle puisque des tubes « verre » déjà anciens l'utilisaient. L'emploi des céramiques apporte, dans ce cas, moins d'avantages que dans celui des tubes de réception ; en particulier, la fixation des électrodes et leur refroidissement ne sont pas spécialement améliorés. Il procure, quand même, un gain de volume, une plus grande robustesse aux chocs thermiques et une dispersion moins grande des caractéristiques de tubes d'un même modèle.

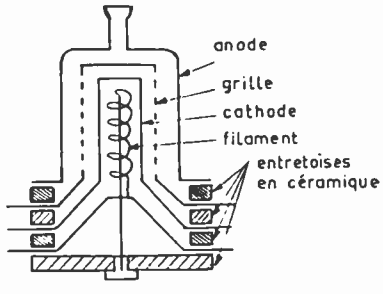


Fig. 7.

4.3. — Enfin, dans le domaine des tubes spéciaux, si l'utilisation de la technologie céramique-métal a permis la fabrication de klystrons de puissance à cavité résonnante extérieure au tube (la puissance UHF traversant des parois étanches au vide, en céramique, peu affectées par un échauffement auquel du verre n'aurait pas résisté), elle n'a pas modifié sensiblement les structures habituelles, se contentant de faciliter une amélioration des performances.

5. — Causes de l'emploi restreint des tubes « céramique ».

Il y a actuellement peu de types de tubes à la disposition des utilisateurs ; de plus, le prix de ces tubes est toujours supérieur à celui des tubes « verre » correspondants.

5.1. — Le manque de types de tubes provient de la nouveauté de la technique céramique. Les procédés de fabrication n'ont pas atteint une maturité suffisante. Une des principales difficultés rencontrées par le fabricant est le contrôle de l'étanchéité des enceintes céramique-métal ; en effet, nous avons constaté l'existence, au cours de la fabrication de ces dernières, de fuites grossières mais aussi de fuites extrêmement petites capables de faire passer le vide, dans une enceinte de 32 cm³ de volume interne, de 10^{-6} mmHg à 10^{-5} en un mois, ce qui correspond à une rentrée de gaz d'environ $1{,}2\ 10^{-10}$ lμ/seconde. Cette valeur peut être considérée comme une limite maximale pour des enceintes de tubes électroniques de gros volume, mais reste très supérieure à la valeur admissible pour des tubes de volume réduit à quelques cm³.

Or, la sensibilité maximale d'un spectrographe de masse à l'hélium, appareil couramment utilisé comme détecteur de fuite, est de 10^{-6} lμ/seconde, soit 10 000 fois trop faible pour contrôler efficacement l'étanchéité d'enceintes pour tubes électroniques.

Une telle difficulté ne se rencontre pas dans le cas des enceintes verre-métal :

— ou bien leur étanchéité est satisfaisante

— ou bien elles fuient grossièrement, ce qui est facilement détectable soit par examen optique soit à l'aide d'un détecteur de fuite, par exemple à membrane de palladium dont la sensibilité ne descend pas au-dessous de 10^{-3} à 10^{-4} lμ/seconde.

Il arrive très rarement de trouver un tube électronique à enceinte verre-métal, dont l'étanchéité a été contrôlée, ayant un mauvais vide dû à une fuite de la partie en verre à moins que celle-ci n'ait subi un choc mécanique ou thermique.

Par ailleurs, pour exploiter tous les avantages offerts par l'emploi des céramiques, le constructeur doit adapter les différents éléments du tube : il est évident qu'un fonctionnement à une température maximale d'enveloppe voisine de 500 °C entraîne un échauffement considérable des électrodes ; il devient nécessaire de modifier profondément tous les éléments constitutifs pour leur procurer une meilleure résistance à la température.

Des améliorations certaines ont déjà été obtenues, notamment par l'utilisation de matériaux nouveaux.

C'est ainsi que nous avons réalisé des valves doubles expérimentales, capables de tenir systématiquement des conditions de redressement sévères pendant 500 heures au moins avec une température 500 °C au point le plus chaud de l'enceinte ; dans

ces conditions, chaque anode dissipait 14 watts pour 5 cm² de surface rayonnante environ.

5.2. — Le prix du tube « céramique », plus élevé que celui du tube « verre », est une conséquence des faibles quantités fabriquées. En outre, la fabrication du matériau céramique est plus chère que celle du verre ainsi que l'usinage. Pourtant si l'emploi de la céramique se généralise et justifie une production massive, comme il y a tout lieu de le croire, les prix baisseront dans une très forte proportion.

Nous sommes assurés que, dans les années à venir, les fabricants français de tubes électroniques parviendront à tirer pleinement profit des avantages sérieux du matériau céramique et seront en mesure de fournir à l'industrie électronique des tubes de fonctionnement sûr à hautes performances.

Il reste à formuler le souhait qu'une évolution semblable soit accomplie dans le domaine de la pièce détachée (condensateurs, résistances...) qui en est le complément indispensable.

KLYSTRONS DE PUISSANCE ÉLEVÉE EN IMPULSIONS UTILISANT UNE GRANDE PERVÉANCE

PAR

P. PALLUEL et G. KANTOROWIEZ

Ingénieurs
à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil
Centre d'Etudes Physique Electronique
et Corpusculaire

1. — Intérêt des klystrons de puissance à grande pervéance.

Un élément important de la conception et de l'emploi des klystrons fonctionnant en régime d'impulsions à des puissances de crête notablement supérieures à un mégawatt est le choix de la tension de fonctionnement, qui peut atteindre plusieurs centaines de milliers de volts.

En ce qui concerne les modulateurs d'alimentation des tubes, en nombre parfois élevé dans certaines installations, l'emploi de la plus basse tension possible offre d'importants avantages : conditions moins sévères d'isolement, plus faible tension primaire, moindre rapport élévateur du transformateur d'impulsions, limités seulement par l'accroissement correspondant du courant primaire.

Pour les klystrons, la réduction de la tension équivaut à l'abaissement de l'impédance du faisceau et à l'accroissement de la pervéance. Outre l'intérêt évident d'une protection plus aisée contre les claquages internes et externes en raison de champs continus et alternatifs plus faibles, des avantages caractéristiques sont alors obtenus : d'une part la bande passante est plus large, les cavités ont un accord et un gain plus stables, et il devient possible d'incorporer aux tubes des cavités préréglées évitant l'usage d'organes d'accord délicats et encombrants ; d'autre part les tubes de glissement sont plus courts, avantage réel pour la construction de klystrons à haute tension comportant au moins trois cavités. En contre-partie, il devient nécessaire d'accroître soit la densité émissive de la cathode, soit la convergence du canon, tandis qu'un champ magnétique plus intense mais aussi plus court est nécessaire à la focalisation ; enfin et surtout, il importe que l'accroissement de pervéance n'entraîne pas une perte excessive de rendement.

Aux niveaux de puissance considérés dans les exemples qui suivent, un compromis entre ces diverses conditions conduit à choisir une impédance du faisceau de l'ordre de 1 000 ohms ou moins, soit une pervéance $K = 2$ à 3.10^{-6} nettement supérieure à celle qui, récemment encore, était jugée préférable.

Les études effectuées ont tout d'abord vérifié la possibilité de créer et de guider des faisceaux d'intensité élevée. D'autre part, il résulte d'évaluations théoriques et des performances de klystrons construits sur ces bases que l'accroissement notable de la pervéance est compatible avec l'obtention de rendements satisfaisants. Ces résultats sont complétés par un exposé des solutions choisies pour la construction de tubes plus particulièrement destinés à l'équipement d'accélérateurs de particules.

II. — Rendement et gain des klystrons multi-cavités à grande pervéance.

En petits signaux, l'amplitude de la composante fondamentale du courant modulé en densité à partir d'une modulation de vitesse donnée est

$$I_s = 2\ I_0\ J_1\ (\delta) \approx I_0 . \delta$$

où le degré de rassemblement

$$\delta = \frac{1}{2}\ \beta_1 \frac{V_1}{V_0} \frac{\omega}{\Omega} \sin \frac{\Omega l}{v_0}$$

dépend :

1° de l'amplitude relative du signal initial $\frac{V_1}{V_0}$ dont l'effet est diminué par le facteur β_1 de couplage entre le faisceau et la cavité d'entrée.

2° de la pervéance K par $\frac{\Omega}{\omega} = \frac{f}{a'}\sqrt{3.10^4\,K}$ où Ω est la fréquence de plasma réduite par le facteur f fonction des sections du faisceau et du tube de glissement ($a' = \frac{\omega a}{v_0}$ où a est le rayon du faisceau).

3° de l'angle $\frac{\Omega l}{v_0}$ qui mesure la longueur du glissement en fonction de la longueur d'onde de plasma.

Pour un signal d'amplitude donnée le courant est maximum lors que $\frac{\Omega l}{v_0} = \pi/2$, mais pour obtenir le courant le plus élevé possible une modulation de vitesse profonde est nécessaire. D'après (1), on peut établir pour l'effet des grands signaux sur le courant l'approximation suivante :

$$\frac{I_s}{2I_0} = J_1(\delta) - \frac{a}{240}\,\frac{\delta^3\left(\frac{\Omega l}{v_0}\right)^5}{\sin^3\left(\frac{\Omega l}{v_0}\right)} \qquad (1)$$

(où a est de l'ordre de 1), représentée fig. 1. Un courant élevé n'est obtenu que si $\frac{\Omega l}{v_0}$ devient inférieur à $\pi/2$ tandis qu'un angle supérieur à $\pi/2$ provoque une chute abrupte de la valeur du courant. On constate encore que le même effet est obtenu pour une modulation d'autant moins profonde que la pervéance est plus faible, ce qui a été récemment confirmé expérimentalement (2).

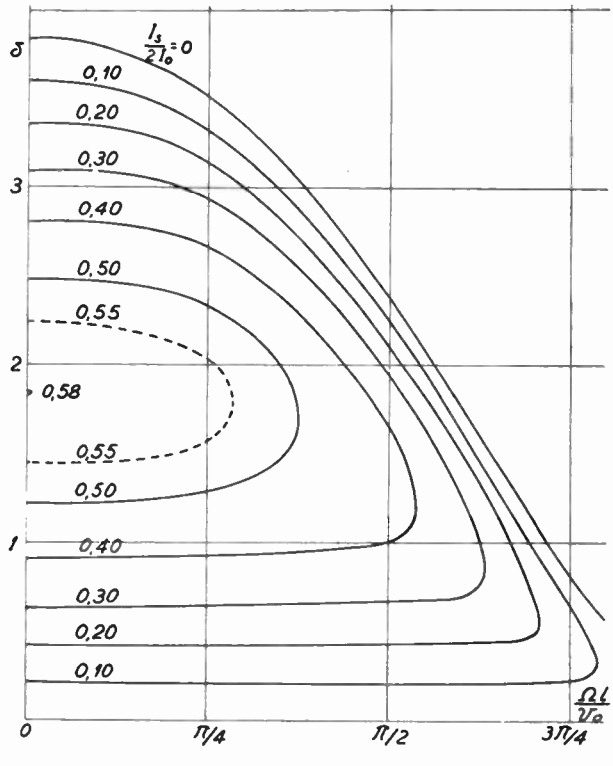


FIG. 1. — Fonction $\frac{I_s}{2I_0} = \mathcal{J}_1(\delta)\,\nu_1(\sigma) - \frac{a}{240}\,\frac{\delta^3\left(\frac{\Omega l}{v_0}\right)^5}{\sin^3\frac{\Omega l}{v_0}}$, pour $a = 1$

Dans un système à trois cavités, la modulation de vitesse profonde se produit au niveau de l'avant dernière cavité sur un faisceau déjà partiellement groupé en régime de petits signaux ; lorsque la cavité est désaccordée vers les fréquences supérieures l'effet d'addition tend vers un maximum. La figure 2

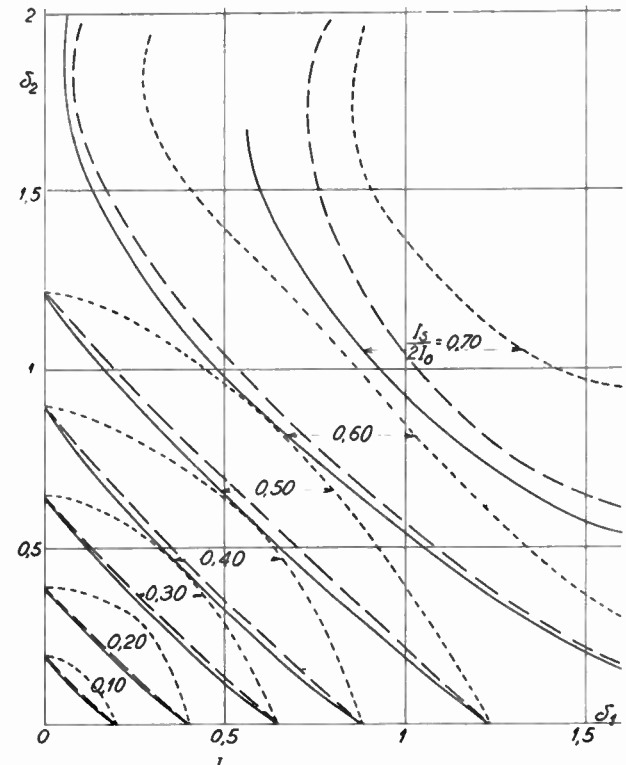


FIG. 2. — Valeurs de $\frac{I_s}{2I_0}$ pour deux rassemblements δ_1 et δ_2 lorsque $\frac{\Omega l_1}{V_0} = \pi/2$ et une cavité intermédiaire de surtension Q et désaccord Δ tels que $\operatorname{cotg}\alpha = -2Q\Delta$ ..... $\alpha = \pi/2$ — — — $\alpha = \pi/4$ ——— $\alpha = 0$

représente en fonction du désaccord et des rassemblements successifs δ_1 et δ_2 la valeur de $\frac{I_s}{2I_0}$ correspondant à la longueur optimum du premier glissement $\frac{\Omega l_1}{v_0} = \pi/2$.

Le rendement qu'il est possible d'obtenir vaut :

$$\eta = \frac{I_s}{2I_0} \times \frac{\beta_s V_s}{V_0},$$

(1) R. WARNECKE, P. GUENARD, C. FAUVE : *Ann. de Rad.*, juillet 1947, p. 224.

(2) A.L. CULLEN, I.M. STEPHENSON : International Convention on Microwave Valves, Londres, Mai 1958.

où $\beta_s V_s$ est la tension effective aux bornes de la cavité de sortie. La valeur de $\frac{\beta_s V_s}{V_0}$, qui dépend de l'impédance de la cavité, a une limite supérieure égale à 1, au-delà de laquelle le faisceau groupé et supposé monocinétique serait réfléchi dans la structure après freinage dans la cavité de sortie. On peut également définir une limite inférieure de la valeur possible de $\frac{\beta_s V_s}{V_0}$ en considérant le cas où les électrons groupés conserveraient les vitesses acquises lors du passage dans les cavités précédentes. Ainsi pour un tube à trois cavités, les limites seraient :

$$1 - \left(\frac{\beta_1 V_1}{V_0} + \frac{\beta_2 V_2}{V_0}\right) < \frac{\beta_s V_s}{V_0} < 1$$

L'hypothèse « cinématique » à laquelle correspond cette limite inférieure n'est valable qu'en petits signaux et charge d'espace nulle. En charge d'espace, la modulation de vitesse en petits signaux s'annule après le parcours $\frac{\Omega l}{v_0} = \pi/2$; l'effet des grands signaux est de faire tendre $\frac{\beta_s V_s}{V_0}$ vers des valeurs de plus en plus proches de la limite inférieure. En considérant cette limite inférieure, la seule qui soit calculable, on obtiendrait pour le rendement d'un tube à deux cavités :

$$\eta = \left[1 - \frac{2\Omega}{\omega} \frac{\delta}{\sin \frac{\Omega l}{v_0}}\right] \frac{I_s}{2\, I_0}$$

représenté figure 3 en fonction de la pervéance pour

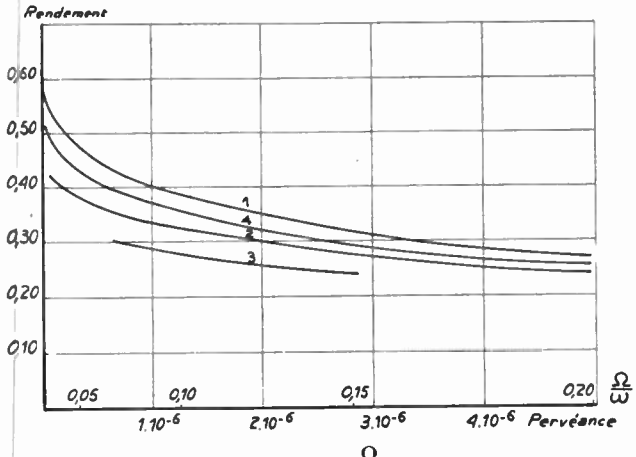


FIG. 3. — Variation du rendement avec $\frac{\Omega}{\omega}$, et avec la pervéance K pour la valeur $\frac{\Omega}{\omega} = 0{,}09 \sqrt{10^6 K}$

1) $\frac{\Omega l}{v_0} = \pi/2 \qquad a = 0$

2) $\frac{\Omega l}{v_0} = \pi/2 \qquad a = 1$

3) $\frac{\Omega l}{v_0} = \frac{7\pi}{12} \qquad a = 1$

4) $\frac{\Omega l}{v_0}$ optimum $\qquad a = 1$

différents cas. On note l'effet important de la longueur du glissement en grands signaux, et surtout la décroissance peu sensible du rendement lorsque la pervéance est grande ; la même évaluation pour trois cavités conduit à une allure analogue de la variation du rendement avec la pervéance, la valeur du rendement étant accrue par un facteur de l'ordre de 1,1.

Une approximation plus exacte de V_s — et par suite une évaluation plus favorable du rendement en grands signaux — ne paraît possible qu'en fonction d'une meilleure connaissance des phénomènes fondamentaux. Dans ce sens, des mesures de Wilson (3) semblent montrer que, en ce qui concerne la modulation de vitesse résiduelle dans le faisceau, le régime des petits signaux subsiste pour des signaux d'autant plus grands que la pervéance est plus élevée ; on peut interpréter ce fait en observant que les forces de Coulomb sont plus élevées dans un faisceau de haute densité et s'opposent plus fortement à l'inhomogénéité des vitesses. Par suite, des valeurs élevées de la pervéance permettraient d'obtenir une limite inférieure plus grande pour la valeur admissible de V_s, d'où un rendement accru et moins variable avec la pervéance ; l'emploi d'une cavité

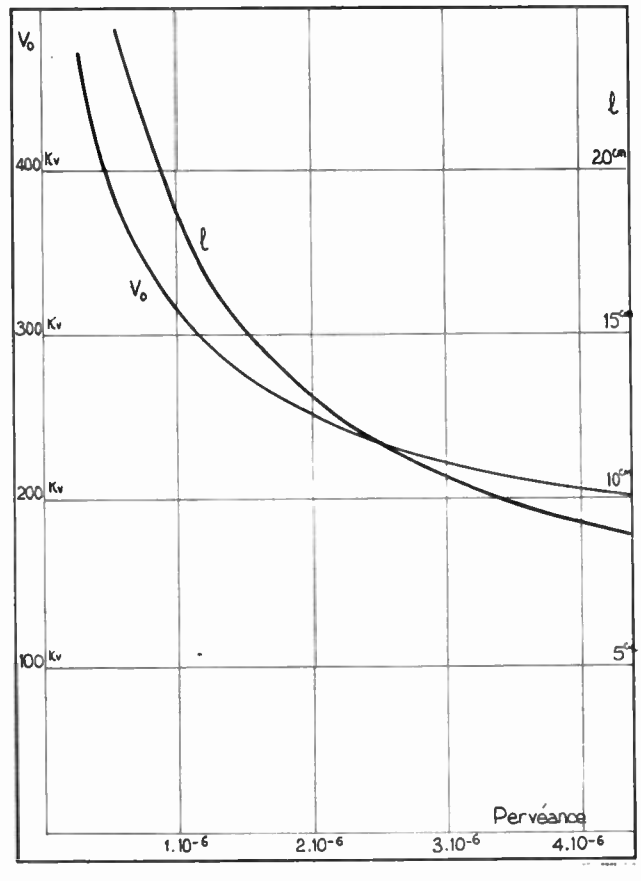


FIG. 4. — Valeurs de la tension et de la longueur du glissement pour une puissance crête de 20 MW d'après les caractéristiques optima correspondant à la courbe 4 de la fig. 3.

(3) L.B. WILSON : Stanford University M.L. Report 438 janvier 1958.

intermédiaire conduirait à un rendement encore supérieur puisque le groupement initial peut être considéré comme réalisé en régime de petits signaux.

L'emploi d'un nombre de cavités supérieur à trois permet d'envisager un rendement encore légèrement accru, mais en pratique c'est la valeur désirée du gain et de la largeur de bande qui détermine le choix du nombre de cavités. Dans un tube à grand gain, le ou les premiers glissements jouent le rôle d'étages préamplificateurs, l'avant-dernier améliore essentiellement le groupement d'après le désaccord de la cavité qui affecte en outre le gain de cet étage ; le dernier glissement, à gain faible, fournit la puissance utile au bas niveau d'impédance requis par la cavité de sortie. Le gain par étage est, en première approximation, inversement proportionnel à la pervéance, avec une variation opposée de la largeur de bande passante ; il est toutefois aisé de montrer qu'en général l'accroissement de pervéance n'est pas néfaste au gain d'un système de longueur donnée puisqu'il est alors possible d'augmenter le nombre d'étages.

La figure 4 basée sur les résultats de la figure 3 montre finalement, pour un tube d'une puissance supposée de 20 MW, comment la tension appliquée et la longueur de glissement diminuent à pervéance croissante, et l'avantage permis par le choix des pervéances de l'ordre de 2 à 3.10^{-6}.

3. — Réalisation de klystrons de grande pervéance en impulsions.

Les klystrons qui vont être décrits (fig. 5) fonctionnent à 3 000 MHz et délivrent des puissances de crête de l'ordre de 5 et 20 MW respectivement. Ils sont destinés à l'équipement de divers types d'accélérateurs de particules. Plusieurs dizaines de tubes du modèle le plus puissant sont nécessaires pour l'obtention d'énergies dépassant 1 BeV ; aussi, parmi les conditions auxquelles les tubes doivent satisfaire figurent principalement la stabilité et la reproductibilité des caractéristiques de fonctionnement. En outre, la puissance est transmise dans un circuit où règne un vide poussé, ce qui impose des exigences particulières au sujet de la tenue de la fenêtre d'étanchéité des tubes vis-à-vis des perturbations dues au dégazage permanent ou fortuit du circuit extérieur.

La construction est basée sur l'emploi d'une structure massive très robuste, comportant un corps monobloc en cuivre épais sur lequel sont assemblés les divers éléments constitutifs. En premier lieu sont brasés à l'intérieur du corps des éléments rigides qui

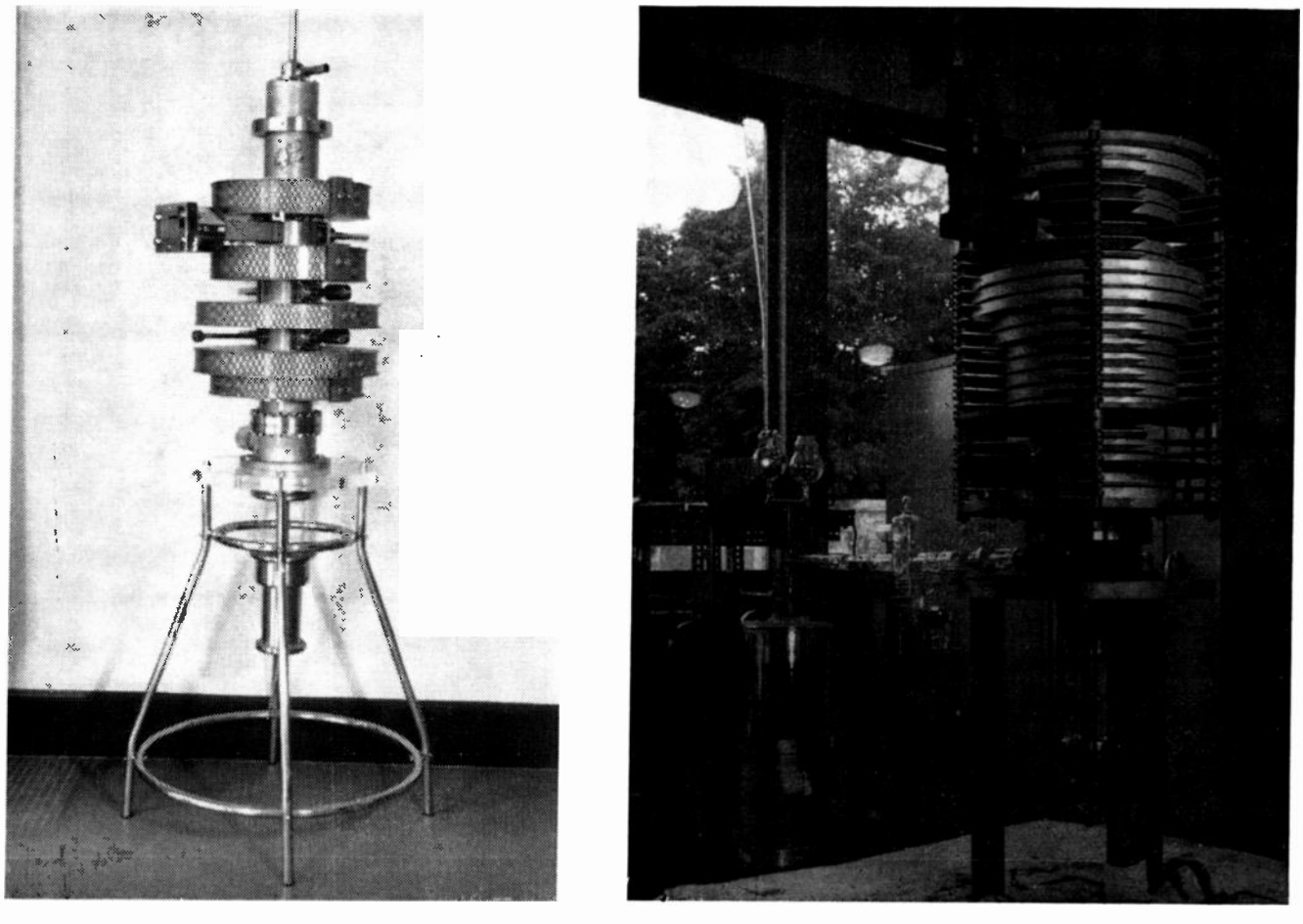


FIG. 5. — Klystrons AX 335 et AX 436.

constituent les glissements et les cavités (fig. 6) : la forme de ces éléments ménage un espace étanche permettant le maintien de l'ensemble à température constante au moyen d'une circulation d'eau. La qualité mécanique d'un tel assemblage permet de régler l'accord des cavités à la valeur précise désirée; lors de la mise au point, l'accord optimum a été déterminé au moyen de bouchons latéraux amovibles. La large bande passante — plusieurs dizaines de MHz — justifie la suppression des organes extérieurs d'accord.

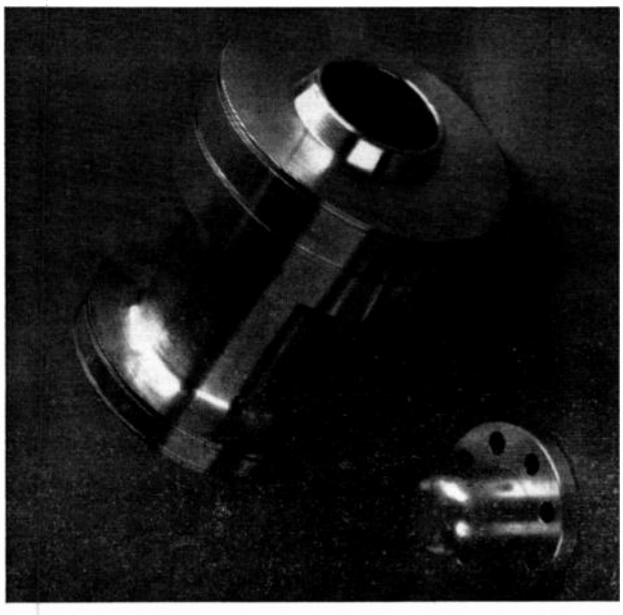


FIG. 6. — Eléments formant les cavités : tube de glissement et bouchon d'accord.

D'autres éléments séparables sont assemblés au corps par des joints étuvables : canon, collecteur, circuits d'entrée et de sortie ; cette technique permet, après usure ou accident, une réparation rapide, tandis que la robustesse de la construction autorise la répétition des traitements thermiques de pompage.

Contrairement au cas des applications « radar » où la fenêtre d'étanchéité est pressurisée, les conditions d'emploi imposent ici à la fenêtre un fonctionnement entièrement sous vide ; les fluctuations plus ou moins importantes du vide régnant dans le circuit extérieur provoquent alors la possibilité continuelle de décharges ionisantes capables de produire un bombardement intense de la fenêtre par des particules accélérées dans le champ ; un échauffement excessif de la fenêtre ou l'apparition de trous dus à des décharges disruptives peuvent en résulter ; dans une moindre mesure, la diffusion d'électrons dans la cavité de sortie et le rayonnement X du collecteur produisent des effets analogues. On évite ces effets nuisibles en brasant sous certaines conditions la fenêtre en céramique à des guides étuvables permettant l'obtention de surfaces très propres au voisinage de la fenêtre ; ces guides sont aménagés, au moyen d'iris d'adaptation et de coudes, de manière à former des pièges vis-à-vis des bombardements.

Le canon comporte une cathode à oxydes soumise à une densité émissive de l'ordre de 4 A/cm² ; la puissance de chauffage ne dépasse pas 2,5 W/ampère-crête ; la durée de vie d'une telle cathode dépasse normalement 1 000 heures.

La forme particulière du circuit de sortie conduit à équiper les tubes, dès leur construction, de bobines de focalisation étuvables. Ces bobines sont réalisées soit en fil de cuivre isolé sous verre, soit sous forme de galettes minces réalisées au moyen d'une bande d'aluminium oxydé qui, en plus d'un important gain de poids, présente le double avantage d'un remplissage maximum et d'un refroidissement très efficace par ventilation ; ainsi la puissance nécessaire à la focalisation de tubes 20 MW utilisant ce procédé est inférieure à 1 000 W. Une nouvelle disposition du guide de sortie au voisinage de l'axe d'un collecteur non séparé (fig. 7) permet maintenant d'utiliser, sans accroissement de leur diamètre, des bobines de focalisation non soumises à l'étuvage.

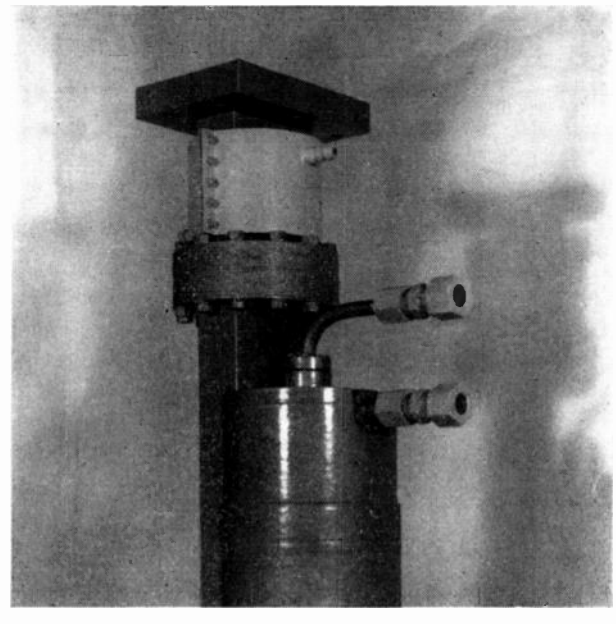


FIG. 7. — Circuit de sortie longitudinal pour un klystron AX 436.

Après prévidage et contrôle d'étanchéité des différents éléments les tubes subissent un étuvage prolongé à 420 °C ; la cathode est formée lors d'un palier à 300 °C. Pendant ces traitements, le guide de sortie est protégé de l'oxydation au moyen d'un balayage par gaz inerte.

Dès l'origine, les tubes ont été équipés d'un double queusot permettant le scellement après étuvage et le raccordement ultérieur à un groupe de pompes pour achèvement du pompage par bombardement. Actuellement, la construction incorpore une pompe à titane type 2006 (4) qui peut d'une part effectuer l'achèvement du pompage ; d'autre part, lors du

(4) H. HUBER, M. WARNECKE : *Le Vide*, page 84 mars-avril 1958.

fonctionnement normal du tube, elle peut être mise en service par intermittence et même automatiquement pour assurer le maintien d'un vide très poussé notamment si la fenêtre présente des trous. Il est ainsi possible de réaliser des tubes scellés fonctionnant dans les conditions les plus favorables à un service prolongé.

4. — Caractéristiques de fonctionnement des tubes.

Le klystron AX 335 à trois cavités fournit une puissance de crête de 5 MW sous une puissance moyenne de 5 kW, susceptible d'être portée à 10 kW. Le klystron AX 436 comporte quatre cavités et délivre 20 MW sous 4 kW moyens. Les pervéances sont respectivement $2{,}7.10^{-6}$ et $2{,}1.10^{-6}$.

Pour ces deux tubes, les caractéristiques puissance tension représentées fig. 8 peuvent être résumées comme suit :

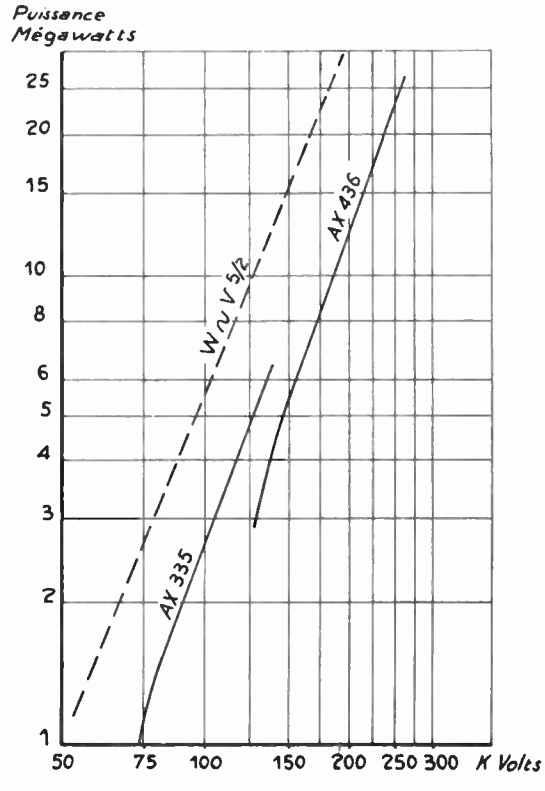


FIG. 8. — Tubes AX 335 et AX 436 — Caractéristiques puissance-tension. Des caractéristiques parallèles à la droite $W \sim V\ 5/2$ correspondent à un rendement constant.

AX — 335						
Puissance de crête	1 MW	2 MW	3 MW	4 MW	5 MW	6 MW
Tension	75 kV	90 kV	105 kV	115 kV	125 kV	135 kV
Rendement	24 %	29 %	31 %	33 %	33 %	33 %

AX — 436					
Puissance de crête	5 MW	10 MW	15 MW	20 MW	25 MW
Tension	150 kV	190 kV	215 kV	235 kV	260 kV
Rendement	27 %	30 %	35 %	35 %	35 %

Ces valeurs sont des moyennes incorporant les écarts dus aux tubes et à l'imprécision des mesures. Les performances nominales sont généralement obtenues dans des plages de tensions de l'ordre de 5 %, ce qui définit en quelque sorte la reproductibilité des tubes. En utilisation prolongée, on observe une tendance à une amélioration progressive du rendement, due vraisemblablement à un nettoyage du circuit d'utilisation ; ainsi pour un tube AX 436 le rendement devient de l'ordre de 43 % après quelques centaines d'heures (fig. 9).

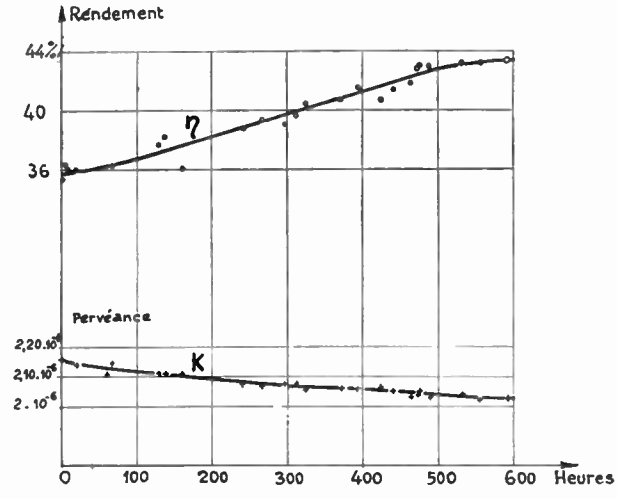


FIG. 9. — Tube AX 436 : puissance crête 20 MW. Variation du rendement et de la pervéance en fonction de la durée d'exploitation.

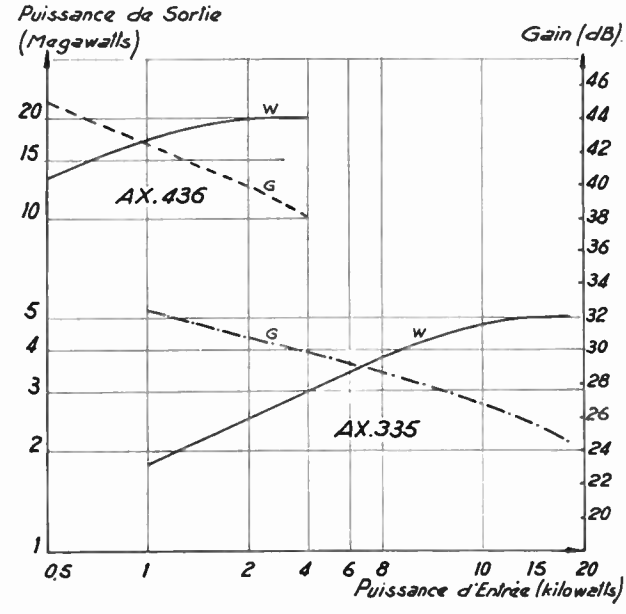


FIG. 10. — Tubes AX 335 et AX 436 - caractéristiques de gain.

Le gain en saturation à 3 000 MHz est de l'ordre de 25 dB et 40 dB respectivement pour les deux modèles ; d'après la figure 10 la variation du gain avec la puissance de sortie est identique et correspond à une augmentation de 3 dB du gain pour une diminution de puissance de 1 dB.

La puissance de saturation croît d'environ 1 dB lorsque la fréquence du signal parcourt, dans le sens des fréquences décroissantes, une gamme de 40 MHz; la variation du gain est de l'ordre de 3 dB. Ces résultats sont conformes à la théorie en ce qui concerne l'accord des cavités et l'influence d'une pervéance élevée sur la bande passante.

Les valeurs suivantes caractérisent la focalisation : la captation du courant par le tube de glissement et les cavités, de l'ordre de 5 % en l'absence du signal, atteint 15 à 25 % à la saturation ; la perte ainsi mesurée incorpore la captation, importante en grands signaux, par le tube de glissement supplémentaire assurant le découplage du collecteur. Le champ magnétique croît de 25 à 30 % le long de la structure ; sa valeur maximum — 950 gauss pour le AX 335, 800 gauss pour le AX 436 — vaut environ une fois et demie le champ de Brillouin. La variation de la puissance de saturation autour du champ magnétique optimum est telle que $\frac{\Delta W}{W}$ vaut sensiblement $-\left|\frac{\Delta B}{B}\right|$.

Les premières études et réalisations de ces tubes ont été conduites par MM. Cahour, Dube et Guilbaud. Les auteurs ont poursuivi ce travail en collaboration avec M. Henry-Bezy. Ils tiennent également à y associer le personnel du bureau d'études, des ateliers et des laboratoires du Centre de Corbeville.

QUELQUES ASPECTS DE LA FABRICATION DES QUARTZ

PAR

J. LATTARD

Ingénieur ESE

Société Le Matériel Téléphonique

Artisanale avant 1940, la fabrication des quartz employés en radio-électricité s'est complètement transformée au lendemain du dernier conflit international.

Son évolution s'est manifestée d'abord dans le sens d'une augmentation considérable de la production en vue de satisfaire aux demandes croissantes des administrations civiles et militaires. Pour fabriquer plus, il a fallu étudier de nouveaux procédés et de nouvelles machines. Il a fallu aussi mieux comprendre les phénomènes complexes mis en jeu dans le fonctionnement du quartz pour les maîtriser plus aisément.

La seconde tendance concerne l'amélioration des performances. Les raisons de cette amélioration sont les mêmes qui président à la constante et rapide évolution du matériel radioélectrique et électronique :

— Précision et stabilité de fréquence accrues.

— Meilleure résistance aux agents atmosphériques et fonctionnement correct dans une très large gamme de température.

— Elargissement considérable des gammes de fréquence.

— Dimensions et poids de plus en plus faibles.

Voici un exemple comparatif portant sur deux types de quartz distants de 20 ans (Fig. 1).

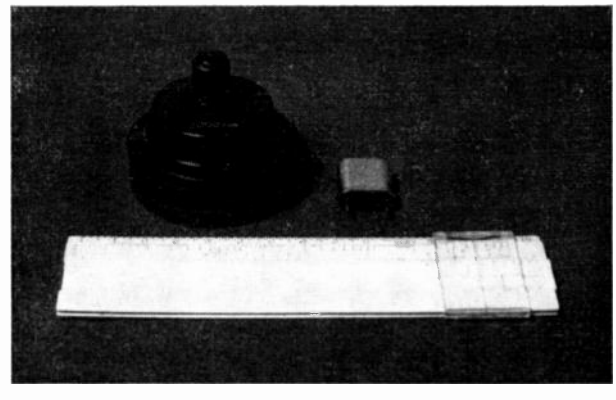


FIG. 1. — à gauche : Quartz LMT 3002 A 2 Mc/s (1938)
à droite : Quartz LMT 3018 2 Mc/s (1958)

Les caractéristiques générales de ces deux quartz sont les suivantes :

	LMT 3 002 A	LMT 3018
Gamme de fréquence	800 - 10 000 kc/s	800 – 16 000 kc/s
Précision de la fréq. à 20 °C	1.10^{-4}	1.10^{-5}
Dérive max. dans la gamme de température	$\pm 2.10^{-4}$	$\pm 5.10^{-5}$
	de – 10 à + 60 °C	de – 55 à + 90 °C
Caractéristiques mécaniques. Poids :	250 grammes	3 grammes boîtier étanche à l'essai d'immersion. Variation en fréquence inférieure à 5.10^{-6} après vibration et choc équivalent à une accélération de 100 g.

En plus des perfectionnements apportés aux types de quartz classiques, des études théoriques et techniques ont permis de créer des types nouveaux basés sur des principes différents. L'exemple le plus caractéristique est celui des quartz vibrant sur « harmonique mécanique » encore appelés « overtones » ou « quartz sur partiel ».

On sait que, pour les cristaux en coupe AT dont l'oscillation principale est un cisaillement d'épaisseur, la fréquence f en kilocycles par seconde est donnée en première approximation par la relation :

$$f = \frac{1\,670}{e}$$

e étant en mm l'épaisseur du cristal.

Cette fréquence est la fréquence fondamentale.

Lorsqu'un quartz d'épaisseur e est réalisé suivant une technique déterminée et qu'il est inséré dans un circuit oscillateur convenable, l'ensemble quartz-oscillateur oscille sur une fréquence F de la forme : $F = nf$ où n est un nombre impair. On dit alors que le quartz oscille sur partiel (overtone quartz crystal unit est la dénomination anglo-saxone). Ce terme signifie littéralement que tout se passe comme si le cristal n'oscillait que sur une partie $\frac{(e)}{n}$ de son épaisseur autrement dit, à épaisseur égale, un cristal sur partiel permet d'obtenir une fréquence n fois supérieure à celle qui correspond à la fréquence fondamentale.

La limite de 15 Mc/s en fréquence fondamentale, au-delà de laquelle l'épaisseur du quartz est trop faible pour assurer une bonne tenue mécanique, se trouve repoussée à 45 Mc/s en partiel 3 et à 75 Mc/s en partiel 5. Cette possibilité est très intéressante pour les appareillages travaillant à des fréquences élevées, car elle diminue le nombre d'étages multiplicateurs de fréquence et, de plus, limite les interférences produites par les multiplications successives.

Notre intention n'est pas de mener un parallèle entre le passé et le présent, ni d'expliquer en détail la manière de fabriquer un quartz, mais seulement de présenter quelques aspects, forcément bien incomplets, des techniques mises en œuvre actuellement aux différents stades de sa fabrication.

ÉTAPES PRINCIPALES DE LA FABRICATION

1. — L'ébauchage.

On désigne sous ce vocable toutes les opérations concernant la taille proprement dite, c'est-à-dire les opérations de sciage et de rodage.

L'ébauchage commence à la réception de la matière première, le quartz brut, en provenance de Madagascar ou du Brésil. Nous n'insisterons pas sur la classification du quartz naturel suivant ses défauts et son pourcentage de matière utilisable.

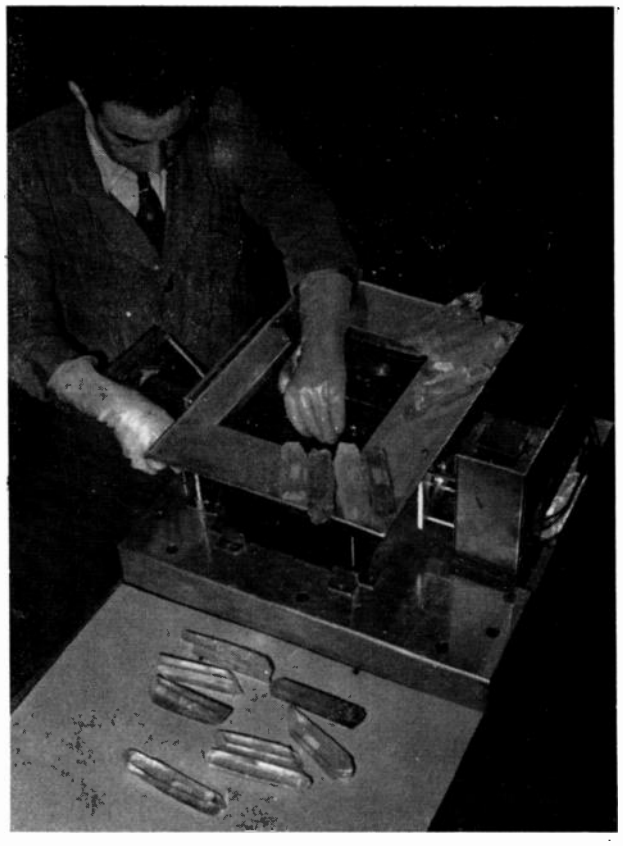


Fig. 2. — Examen du quartz brut à la cuve.

La figure 2 montre une des phases de l'inspection de cette matière première dans une cuve remplie d'une huile ayant le même indice de réfraction que le quartz. Celui-ci est inspecté visuellement en lumière blanche et en lumière monochromatique polarisée.

L'orientation, opération qui consiste à repérer exactement la position des axes de référence dans le cristal, par rapport auxquels on taillera les lamelles suivant des angles très précis, a été considérablement réduite de nos jours. L'utilisation de blocs de quartz naturel, comportant au moins une face naturelle, permet un positionnement approximatif très rapide sous la scie. Dès la première coupe, une mesure précise par diffraction de rayons X permet de connaître les corrections qu'il faut apporter aux verniers du plateau de la scie pour obtenir l'orientation désirée. Le tronçonnage est effectué sur des scies circulaires équipées de disques diamantés d'un diamètre de 200 mm et d'une épaisseur de 1,2 mm (Fig. 3).

La poudre de diamant est retenue à la périphérie par le procédé du frittage. Comme pour tous les outils diamantés, un arrosage abondant est nécessaire (huile soluble dans l'eau) et la vitesse de coupe optimum est déterminée en fonction de la concrétion diamantée et de sa concentration. Les disques modernes permettent de scier une plaque de 15 cm² en 30 secondes. Le facteur le plus important de l'opération de sciage est la précision de l'angle de coupe. La rigidité du disque, son centrage et l'absence de voile, la bonne assise de la machine, l'absence de

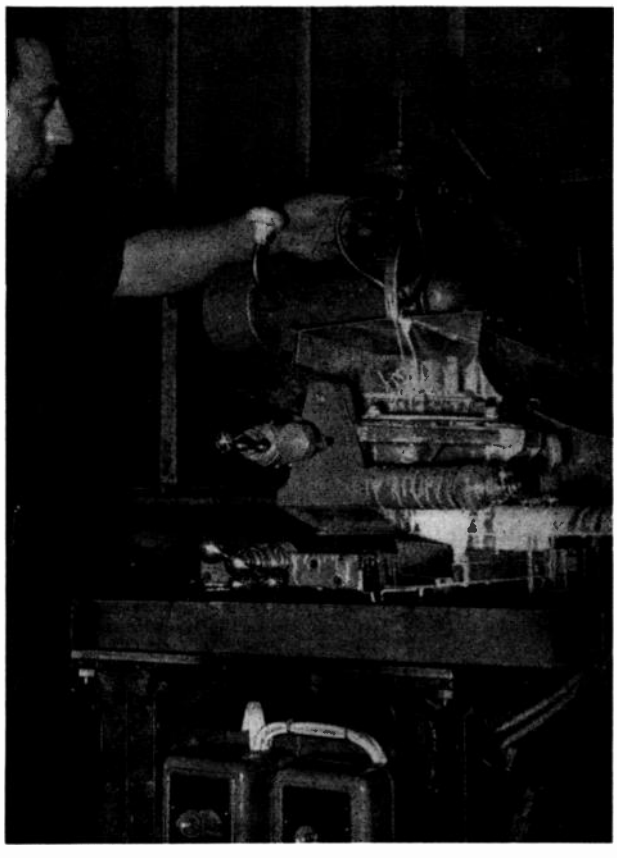


FIG. 3. — Tronçonnage du quartz brut

vibration et la manière d'attaquer le bloc conditionnent le respect des tolérances allouées qui sont de ± 5 minutes d'arc.

Pour la mesure des angles de coupe, nous avons mentionné l'emploi des rayons X.

Précisons d'abord que l'orientation de la lamelle taillée, par rapport aux axes piézoélectriques, est de la plus haute importance. C'est elle qui régit le comportement du quartz, principalement sa dérive de fréquence en fonction de la température. Pour une fréquence donnée, il existe une orientation optimum assurant un minimum de variation de fréquence dans une gamme de température déterminée. Donc en fonction des tolérances de dérive accordées par le client, le fabricant dispose d'une seule plage angulaire.

Cette plage est d'autant plus restreinte que la tolérance de dérive est faible et que la gamme de température de fonctionnement est étendue.

Actuellement, la tolérance de $\pm$ 5.10^{-5} de – 55 à + 90 °C est courante. Elle impose une précision de taille de ± 4 minutes d'angle par rapport à l'axe optique. Pour les quartz destinés à fonctionner en thermostat, cette précision doit être meilleure que ± 2 minutes d'angle.

La seule méthode capable d'une telle précision est celle utilisant le phénomène de diffraction des rayons X sur les matériaux cristallins. On connaît le principe de cette mesure : les rayons X de longueur d'onde λ se réfléchissent sur un réseau atomique dont la distance entre les plans est d pour un angle d'incidence Θ d'après la relation $n\lambda = 2\,d\,\mathrm{Sin}\Theta$, n est de l'ordre de réflexion (1, 2, 3 etc.).

L'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence.

Les différents plans réticulaires du réseau cristallin du quartz sont connus et leur orientation, par rapport aux axes cristallographiques, déterminée. Sur l'appareil de la Figure 4, on mesure l'angle entre le plan de coupe et le plan réticulaire le plus voisin.

Le tube générateur comporte une anticathode de cuivre fournissant une longueur d'onde :

$$\lambda = 1{,}5418 \text{ A.}$$

Deux sorties opposées donnent à travers les collimateurs des faisceaux étroits utilisés sur chacun des deux postes de mesure. Le détecteur, du genre tube de geiger est calé à l'angle 2Θ correspondant au plan utilisé et le cristal fixé sur un goniomètre de précision. La mesure se réduit à la recherche d'un maximum sur un milliampèremètre et les valeurs d'angle sont lues directement sans qu'aucun calcul soit nécessaire.

Le procédé de découpage des ébauches rectangulaires ou rondes dans les plaques n'appelle aucun

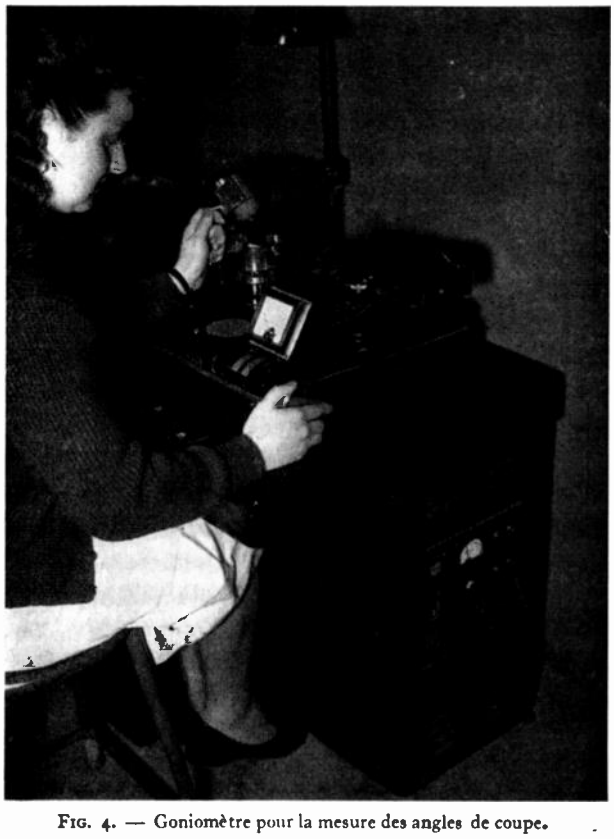


FIG. 4. — Goniomètre pour la mesure des angles de coupe.

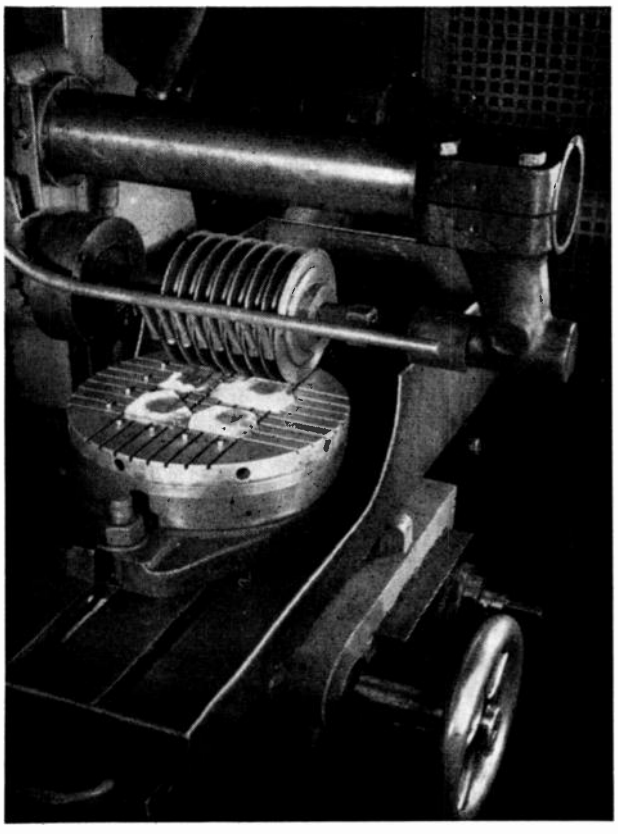


FIG. 5. — Découpage des ébauches rectangulaires.

commentaire. Les rectangles sont découpés à la scie diamantée sur une machine multilames (figure 5).

Les cristaux ronds sont trépannés à l'aide d'un foret creux diamanté.

Viennent ensuite les opérations de rodage.

D'une manière générale et simplifiée, le rodage est la correction d'une surface par usure à l'aide d'un produit abrasif.

Dans le cas des quartz, il s'agit d'amener l'épaisseur d'une lamelle à la valeur qui lui conférera la fréquence de résonance voulue. De plus, l'état de surface devra satisfaire certaines exigences de fini, de planéité et de parallélisme entre faces opposées.

Le rodage était fait autrefois manuellement par un personnel très spécialisé. Il est actuellement réalisé sur des machines de types très divers. Les figures 6 et 7 montrent deux dispositifs qui, sous une forme différente utilisent le même principe.

Sur la figure 8, la couronne inférieure, fixée sur le bâti de la machine, est immobile. La couronne supérieure repose sur les quartz par son propre poids, un guidage par trois fourchettes lui interdisant de tourner. Les quartz sont placés dans les alvéoles d'une grille en matière isolante entraînée en son centre par une manivelle. Les pièces de cet ensemble apparaissent d'ailleurs clairement sur la figure 6 où l'on remarque la grille percée de trous pentagonaux pour le rodage de quartz rectangulaires.

Pendant le mouvement de la grille entre les deux plateaux, les quartz effectuent une rotation continuelle sur eux-mêmes en s'appuyant sur chaque face interne des pentagones.

Les couronnes ont été au préalable rendues parfaitement planes. Pendant le fonctionnement de la machine, on verse périodiquement une bouillie abrasive au centre de la couronne supérieure. La trajectoire complexe des cristaux assure une usure régulière des quartz et des plateaux.

Notons que suivant l'amplitude du mouvement excentrique de la grille par rapport à la surface utile des couronnes, l'usure peut être rendue volontairement inégale, une amplitude faible creusant les couronnes et donnant des quartz légèrement convexes et inversement. Ce procédé est utilisé dans certains cas où une faible convexité est nécessaire.

La machine de la figure 7 utilise des couronnes de petite dimension.

Les abrasifs utilisés pour le rodage sont choisis en fonction de l'épaisseur à enlever et de l'état de surface à obtenir.

Prenons l'exemple du rodage d'un quartz sur partiel :

F nominale en partiel 3 : 46 100 kc/s

Compte tenu des opérations suivant le rodage, la fréquence après le rodage final devra être : 15 402 kc/s avec une tolérance de $\pm$ 10 kc/s.

Quatre abrasifs différents seront employés pour

FIG. 6. — Machine à roder type perceuse.

Fig. 7. — Rodage final sur petite machine.

passer de l'ébauche dont l'épaisseur est 2,5 mm (± 0,1 mm) à la lamelle définitive, dont l'épaisseur sera :

$$e_{mm} = \frac{1\,670}{Fkc/s} \text{ en coupe AT soit } e = 0{,}108 \text{ mm.}$$

La répartition des quantités de matière à user avec chaque abrasif se fait à rebours en partant de l'épaisseur finale et en obéissant à la règle suivante : chaque abrasif doit enlever assez de matière pour faire disparaître l'état de surface donné par l'abrasif précédent. Pratiquement, on enlève sur chaque face deux fois l'épaisseur correspondant au diamètre moyen du grain précédent, c'est-à-dire au total quatre fois.

Le tableau suivant résume le calcul. Il a été établi de haut en bas, mais se lit de bas en haut.

Rodage	Epaisseur à enlever	Epaisseur mm	Fréquence correspondante kc/s
Final au grain de 0 moy. 5 microns	4 fois l'épaisseur du grain de 10 μ soit 40 μ	0.108	15 402
		0.148	11 300
grain de 0 moy. 10 microns	4 fois l'épaisseur du grain de 25 μ soit 100 μ	0.248	6 700
grain de 0 moy. 25 microns	4 fois l'épaisseur du grain de 50 μ soit 200 μ	0.448	3 700
grain de 0 moy. 50 microns	2,5 – 0.448 mm	2,5	

Ces quatre opérations sont faites sur quatre machines différentes : grains 50 et 25 microns sur les rodeuses de la figure 6, grains 10 et 5 microns sur des machines identiques à celle de la figure 7. Il est, en effet, très important que les différents abrasifs ne soient pas mélangés. Quelques grains d'un abrasif grossier présents dans l'abrasif de finition provoqueraient des rayures compromettant définitivement la qualité de la lamelle.

Les rodages aux grains de 50 et 25 microns sont contrôlés en mesurant l'épaisseur des lamelles à l'aide d'un palmer. Par contre, dans les deux autres rodages, 10 et 5 microns, la précision des mesures mécaniques est insuffisante. En effet, la tolérance en fréquence à la fin de la dernière opération est de ± 10 kc/s dans l'exemple choisi ; cet écart correspond à ± 7/100 de micron. Aucune méthode de mesure d'épaisseur n'est capable de déceler de telles différences. On se réfère donc directement à la fréquence, que l'on peut mesurer avec une grande précision. Celle-ci est non seulement mesurée à la fin de l'opération, mais contrôlée en permanence pendant le rodage à l'aide du récepteur que l'on aperçoit sur la figure 7.

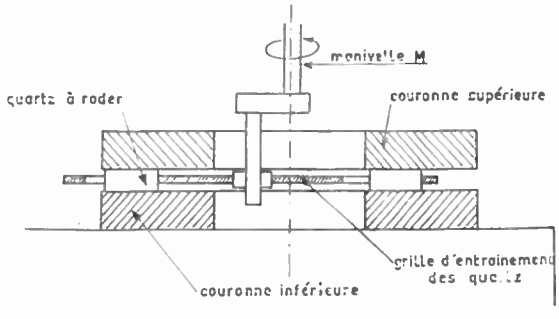


Fig. 8. — Principe de fonctionnement d'une machine à roder.

En ce qui concerne les tolérances de planéité et de parallélisme, elles sont très sévères dans l'exemple choisi et encore plus dans le cas des quartz overtone 5e mode. Sur ces derniers qui sont polis après le rodage au grain 5 microns, le parallélisme est mesuré par les franges d'interférence qui apparaissent à l'examen en lumière monochromatique.

Le défaut de parallélisme, qui se traduit par une courbure des franges est toléré jusqu'à environ 1/10 de micron. Ce sont les plateaux utilisés dans les deux derniers rodages qui conditionnent planéité et parallélisme des lamelles. Leur propre planéité est donc surveillée de très près et chaque paire de plateaux est elle-même rendue plane par rodage après chaque période de 2 heures de travail.

2. — La finition.

La lamelle de quartz ayant atteint ses dimensions physiques définitives, on appelle finition l'ensemble des travaux nécessaires à l'obtention du quartz terminé.

Le terme de finition était réaliste pour les anciens quartz du type « pincé ». En effet, après ajustage à la fréquence par attaque dans une solution de bifluorure d'ammonium et lavage, les lamelles étaient simplement montées en sandwich entre deux électrodes d'acier, et l'ensemble maintenu dans le boîtier en bakélite sous la pression d'un ressort.

Il n'en est plus de même maintenant pour les

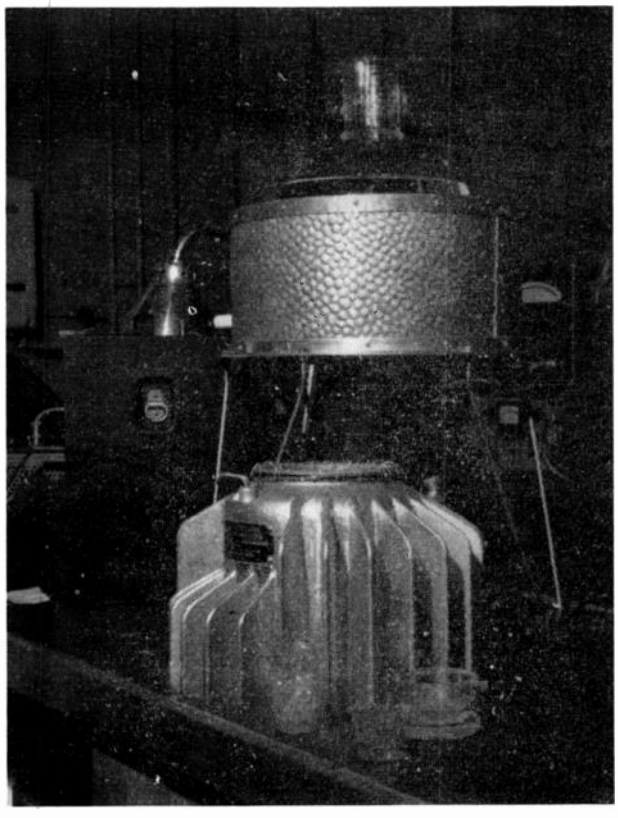


FIG. 9. — Cuve de lavage par ultrasons.

quartz modernes. La finition comprend des opérations plus nombreuses, plus délicates et plus précises que celles de l'ébauchage.

Sans parler des contrôles effectués entre toutes les opérations, celles-ci peuvent se résumer en :

- attaque au bifluorure et lavage,
- métallisation,
- montage,
- fixation,
- ajustage en fréquence,
- vieillissement,
- capotage,
- remplissage à l'azote.

L'attaque dans une solution de bifluorure d'ammonium se charge d'éliminer les parcelles de matière incomplètement arrachées par le rodage. Il s'en suit une légère augmentation de la fréquence de résonance.

Le lavage, qui suit immédiatement l'attaque, a une importance capitale pour la bonne adhérence de la métallisation.

L'agitation par ultrasons assure un nettoyage parfait.

L'appareil dont on voit la cuve sur la figure 9 fonctionne à une fréquence de 16 kc/s.

— Le dépôt d'une fine couche de métal sur chacune des faces du quartz présente des avantages importants par rapport au montage de la lamelle entre les électrodes métalliques. En effet, dans ce dernier cas, la planéité plus ou moins bonne des électrodes, la dimension et la position exacte des points de contact avec le quartz, la pression exercée par le ressort, étaient autant de facteurs, difficilement contrôlables, susceptibles d'agir sur la fréquence du quartz et sur sa stabilité dans le temps.

La couche de métal déposé est très mince, de l'ordre de quelques microns et, de ce fait, l'amortissement apporté à la vibration du quartz est très faible. Le montage sur le support est aussi très simple.

Comme on le voit sur la figure 10, la lamelle est pincée, suivant son diamètre, entre les boucles des ressorts assurant la suspension.

La métallisation est faite par évaporation sous vide, procédé utilisé dans quantité d'autres techniques (miroirs, réflecteurs de phare, bijoux fantaisie).

Le principe est bien connu : l'objet à métalliser est placé, après un nettoyage minutieux, dans une cloche étanche dans laquelle on peut réaliser un vide moléculaire : 10^{-4} à 10^{-5} mm de mercure. En regard de l'objet, on dispose un filament de tungstène ou de molybdène sur lequel on accroche des parcelles du métal désiré. Quand le vide est atteint, on porte le filament à l'incandescence à l'aide d'un courant électrique. Les particules de métal fondent, s'agglomèrent au filament sous forme de gouttelettes et il se produit une vaporisation dans la cloche, qui recouvre tout l'intérieur d'une mince couche métallique très adhérente si les surfaces sont parfaitement

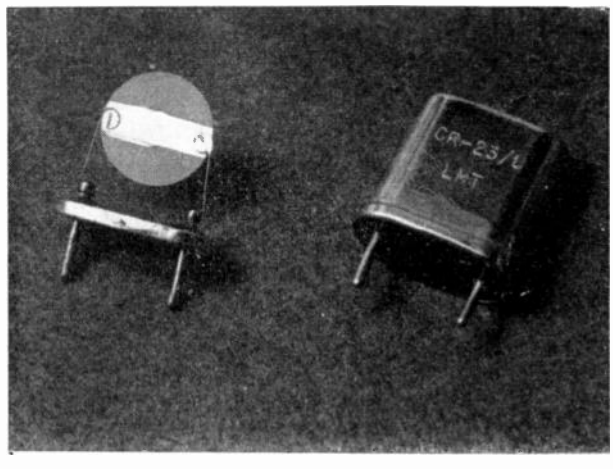


FIG. 10. — Quartz métallisé.

propres. On améliore d'ailleurs le nettoyage et le dégazage des pièces à métalliser en provoquant, pendant la période de pompage et avant la métallisation proprement dite, une ionisation des molécules d'air résiduelles. Cette ionisation est obtenue en appliquant une haute tension de 1 500 à 2 000 V alternatif entre deux électrodes à l'intérieur de la cloche.

L'ionisation se produit tant que le vide se trouve compris approximativement entre quelques mm et 1.10^{-2} mm de mercure.

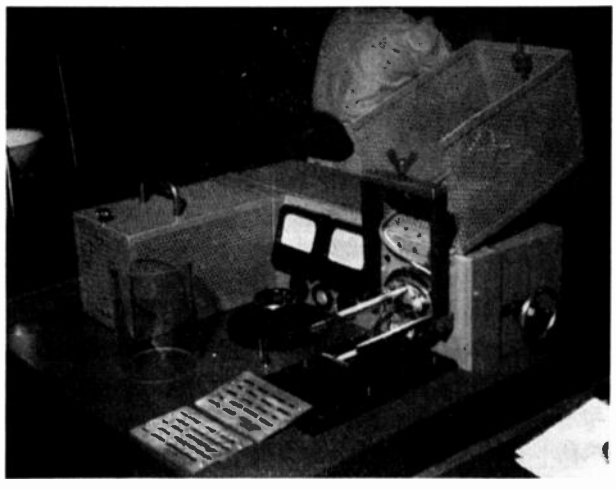


FIG. 11. — Appareil pour la métallisation sous vide.

Sur la figure 11, on voit l'appareil double poste dont l'une des chambres est ouverte (le manchon en verre Pyrex est posé debout à gauche).

Devant ce manchon, on aperçoit les deux parties du cache qui permet de masquer les portions des lamelles qui ne doivent pas recevoir de métal. Le cache reçoit 35 quartz et l'opération dure un quart d'heure, temps nécessaire à l'évacuation de la cloche, la vaporisation ne demandant que quelques secondes.

L'obtention d'un vide poussé nécessite en général l'utilisation d'une pompe mécanique rotative à deux étages, suivie d'une pompe à diffusion d'huile.

Les métaux utilisés pour les quartz sont l'or, l'argent ou l'aluminium.

— Le montage et la fixation sont deux opérations relativement délicates et pour lesquelles la mécanisation n'a pu encore être faite.

La fixation est assurée en général par dépôt, à l'intérieur de la boucle des ressorts, d'une très petite quantité d'une pâte à base de bakélite et poudre d'argent très finement pulvérisée. Le quartz est ensuite chauffé à 150 °C pour provoquer un durcissement et une polymérisation de la pâte. Celle-ci est conductrice grâce à la proportion d'argent qu'elle contient.

— La plus importante de toutes les phases de la fabrication est peut être l'ajustage en fréquence.

Parmi les opérations précédentes, que nous venons d'examiner rapidement, certaines font obligatoirement croître la fréquence comme le rodage et l'attaque à l'acide puisqu'elles procèdent toutes deux par enlèvement de matière. Par contre, la métallisation fait décroître la fréquence puisqu'elle provoque un amortissement. De même que pour le rodage aux différents grains, la répartition du travail est faite en calculant à rebours, les fréquences à obtenir dans les opérations d'attaque, de métallisation et d'ajustage sont établies à partir de la fréquence nominale.

Au sortir de la métallisation, les quartz se trouvent au-dessus de leur fréquence nominale et trop dispersés entre eux pour qu'on puisse les terminer tous ensemble. Ils sont donc ajustés et baissés en fréquence par un apport supplémentaire de métal sur leurs électrodes. La même technique d'évaporation sous vide est mise à profit. La chambre à vide, destinée à recevoir un seul quartz est très petite, le temps de pompage s'en trouve considérablement diminué (figure 12).

De plus, par deux traversées étanches et isolées, le quartz est réuni à un oscillateur l'excitant sur sa fréquence de résonance. Cette fréquence est comparée à une fréquence de référence et la différence est lue en permanence sur un appareil à aiguille. Pendant la vaporisation, canalisée sur le quartz à l'endroit voulu (au centre de l'électrode), l'aiguille de l'appareil de mesure traduit fidèlement et instantanément la baisse de fréquence. On « voit » la fréquence descendre, on peut donc l'arrêter à la valeur désirée avec une grande précision.

— Capotage et remplissage à l'azote sont les étapes finales de la fabrication.

Le quartz est revêtu de son capot métallique de protection, fixé à la base par soudure à l'étain sur un appareil de chauffage par haute fréquence (figure 13). La fusion de la soudure étant instantanée, les risques de détérioration de la lamelle sont donc diminués.

Le pompage du boîtier sur lequel un petit orifice a été laissé ouvert est l'opération finale. L'air est remplacé par un gaz neutre, tel que l'azote soigneusement desséché et injecté à la pression atmosphérique. L'orifice est alors fermé par soudure.

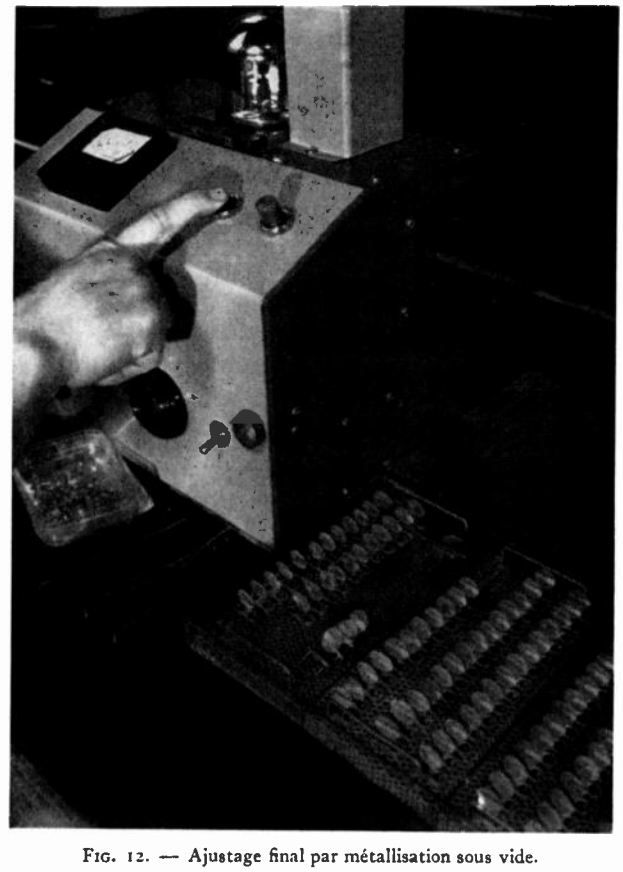


FIG. 12. — Ajustage final par métallisation sous vide.

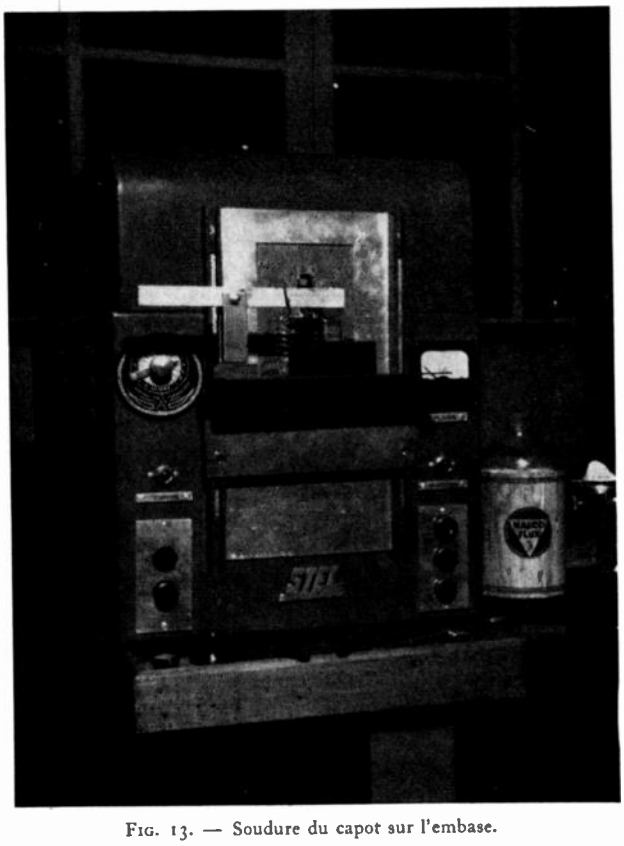


FIG. 13. — Soudure du capot sur l'embase.

3. — Le contrôle.

Comme dans toutes les fabrications correspondant à du matériel de type professionnel, le contrôle est une part essentielle du travail. Savoir fabriquer c'est d'abord savoir contrôler pourrait-on dire.

On peut classer les contrôles en trois groupes :

1 — Le contrôle dans les chaînes de fabrication. Il s'effectue soit à l'unité, soit par prélèvement. Toutes les opérations de fabrication sont suivies d'un contrôle.

2 — Le contrôle final effectué par le service de contrôle du fabricant, ce service étant indépendant du service fabrication.

3 — Le contrôle effectué par le client chez le fournisseur.

L'ensemble de ces contrôles correspond à un nombre de mesures considérable. Il serait fastidieux d'énumérer les contrôles effectués pendant la fabrication. S'ils sont faits correctement, ils permettent de maintenir la qualité des produits finis à un haut niveau et réduisent le pourcentage des déchets. De plus, le contrôle final du fabricant qui, en principe, doit être calqué sur le cahier des charges du client, peut être allégé. Les essais fondamentaux sont néanmoins effectués dans tous les cas, quel que soit le client et ses exigences.

— Contrôle de l'étanchéité

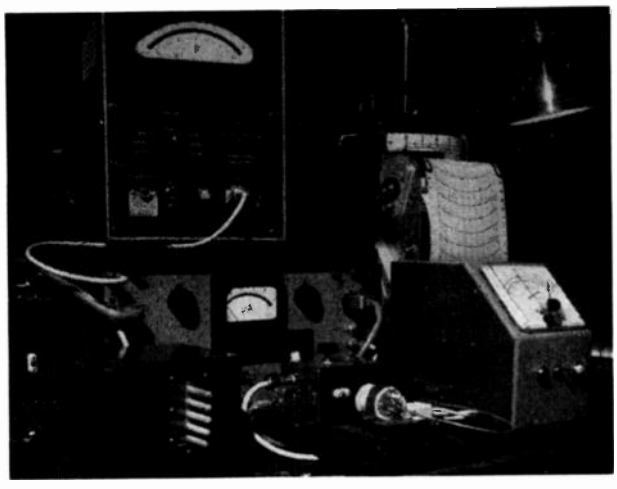


FIG. 14. — Installation pour l'enregistrement des performances en température.

— Essai aux chocs et aux vibrations

— Mesure des caractéristiques électriques

— Relevé avec enregistrement sur papier des performances en fonction de la température (de − 55 à + 90 ou même + 105 °C). (figure 14.)

Possibilités futures..

La recherche reste plus que jamais nécessaire dans la technique des quartz. En tant que pièce détachée pour appareils professionnels, l'amélioration de ses performances doit suivre l'évolution des autres composants, voire même essayer de la précéder en offrant des possibilités nouvelles. Un exemple

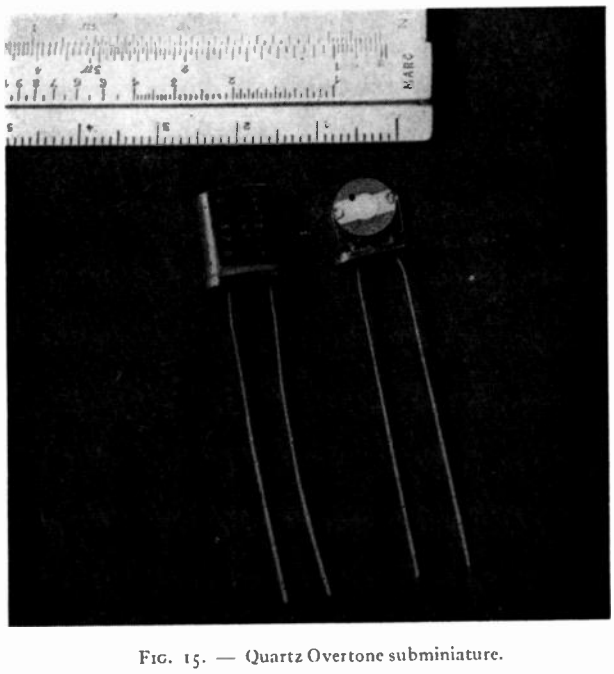


FIG. 15. — Quartz Overtone subminiature.

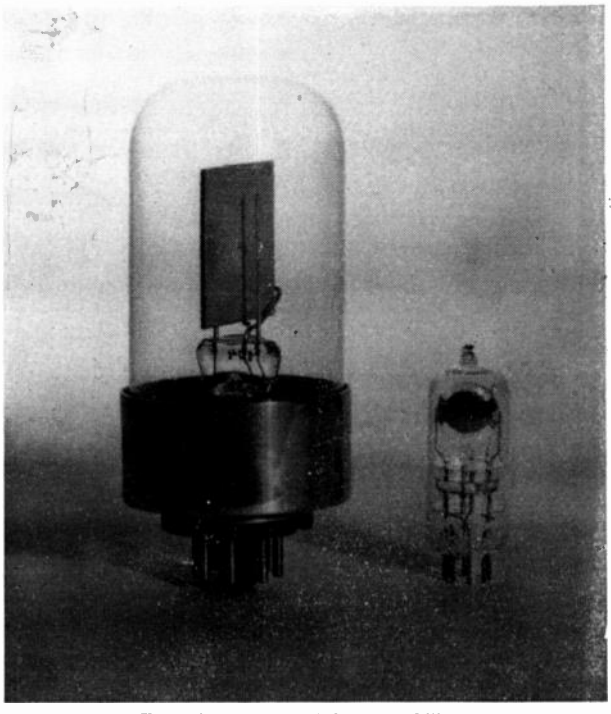


FIG. 16. — Quartz à haute stabilité.
à gauche : 100 kc/s coupe GT (1945).
à droite : 5 Mc/s partiel 5 (1958).

a été celui des quartz sur partiel dont nous avons dit quelques mots en matière d'introduction.

La possibilité d'obtenir directement d'un oscillateur des fréquences élevées a permis des réalisations auparavant difficiles.

D'ores et déjà, les quartz overtones peuvent être réalisés dans des dimensions plus petites (figure 15) sans rien sacrifier aux performances ou à la gamme de fréquence possible. Au contraire, la gamme de température d'utilisation de ces éléments appelés « subminiatures » a été élargie jusqu'à + 105 °C.

Dans le même sens de la miniaturisation, on cherche à utiliser le boîtier subminiature pour les quartz en fréquence fondamentale aussi basse que possible ou en partiel aussi haute que possible. 5 Mc/s à plus de 100 Mc/s semblent être les limites actuelles.

D'autres versions sont étudiées pour des cas particuliers : haute stabilité, résistance aux accélérations très élevées (utilisation dans les fusées) qui tendront rapidement à devenir le cas général. (figure) 16.

LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES AU TANTALE A ÉLECTROLYTE SOLIDE

PAR

NGUYEN THIEN-CHI

Département de Recherches Physico-Chimiques
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

Choix d'un électrolyte solide.

Les condensateurs à électrolyte liquide (CTO) offraient déjà des avantages très sérieux par rapport aux électrolytiques à l'aluminium, mais le désir de perfectionner encore a poussé les spécialistes à réaliser de nouveaux progrès, efforts qui se sont traduits par l'apparition des condensateurs au tantale à électrolyte solide ou condensateurs « secs » (CTS).

L'emploi des CTO, en effet, n'est pas exempt de tout inconvénient, justement à cause de la présence d'un électrolyte *liquide*, qui pose le difficile problème d'une fermeture étanche dans un certain domaine de température pour supprimer les pertes d'électrolyte ; mais l'étanchéité empêche du même coup l'évacuation des gaz produits en fonctionnement. Il faut mentionner d'autres limitations relatives aux condensateurs à liquide ;

— le domaine de température utilisable est fonction des températures d'ébullition et de congélation de l'électrolyte qui peuvent être assez rapprochées ;

— les coefficients de température de la capacité et du facteur de pertes, assez élevés surtout vers les basses températures, sont surtout le fait de l'électrolyte liquide.

— la conservation en stockage dépend principalement de la stabilité de la couche d'oxyde en présence du liquide.

Toutes ces raisons justifiaient la recherche et la mise au point d'un condensateur au tantale « sec ».

Un autre avantage découle immédiatement de ce qui précède : l'emploi d'un boîtier étanche ne s'impose plus impérieusement, ce qui supprime l'espace mort dû et au boîtier et à l'électrolyte liquide, d'où miniaturisation encore plus poussée.

Il n'existe plus de limitations de formes comme pour les CTO, qui sont généralement cylindriques pour raisons de fermeture ; ainsi les CTS peuvent être rectangulaires, ovales, lenticulaires, etc.

D'autre part, d'après l'aperçu technologique de la fabrication exposé plus loin, l'automatisation de certaines opérations ne présentera aucune difficulté, donc production en grande série à bas prix de revient.

Les variations de la capacité, du courant de fuite, de l'angle de perte en fonction de la température et de la fréquence sont sensiblement plus faibles que celles relatives au CTO. La comparaison des courbes de variation est frappante à cet égard. Toutefois, dans l'état actuel des choses, l'angle de perte aurait tendance à être plus élevé que celui des CTO.

La tension de service ne dépasse pas actuellement 35 volts, mais des études sont en cours en vue d'élever cette limite.

Principe.

Au point de vue structure (fig. 1), la seule différence entre un CTO et un CTS est que l'électrolyte liquide SO_4H_2 ou LiCl fait place à l'électrolyte solide MnO_2, l'anode étant généralement du type fritté, mais pouvant aussi être une feuille ou un fil. La préparation de la poudre de tantale, le pressage des anodes, leur frittage et leur formation sont rigoureusement identiques dans les deux cas. Le film diélectrique est donc toujours de l'oxyde Ta_2O_5, dont la résistivité est considérable (environ $10^{14}\ \Omega$/cm). En contact avec lui est l'électrolyte MnO_2 dont la résistivité est faible, 10 à 100 Ω/cm suivant sa porosité. Les oxydes Ta_2O_5 et MnO_2 sont de type *n*. Mais, en plus de son rôle de matériau conducteur en contact avec Ta_2O_5, MnO_2 agit aussi comme un électrolyte oxydant qui, par une réaction réversible d'oxydo-réduction, échange des ions oxygène avec la surface de Ta_2O_5. Il se crée, entre le diélectrique et l'électrolyte, une couche de transition, une jonction *n*/*p*, et l'effet valve résulte de cet ensemble assez complexe. Des pores existent toujours dans le film diélectrique, qui s'ouvrent soit sur le tantale, soit sur des traces d'impuretés : en raison du champ extrêmement élevé existant dans la couche de MnO_2,

le métal est oxydé dans chaque pore, tandis que MnO_2 est réduit, ce qui crée des bouchons isolants qui éliminent les courants de fuite. Cette sorte d'autorégénération du diélectrique diminue grandement l'impulsion initiale de courant observée lors de la mise sous tension.

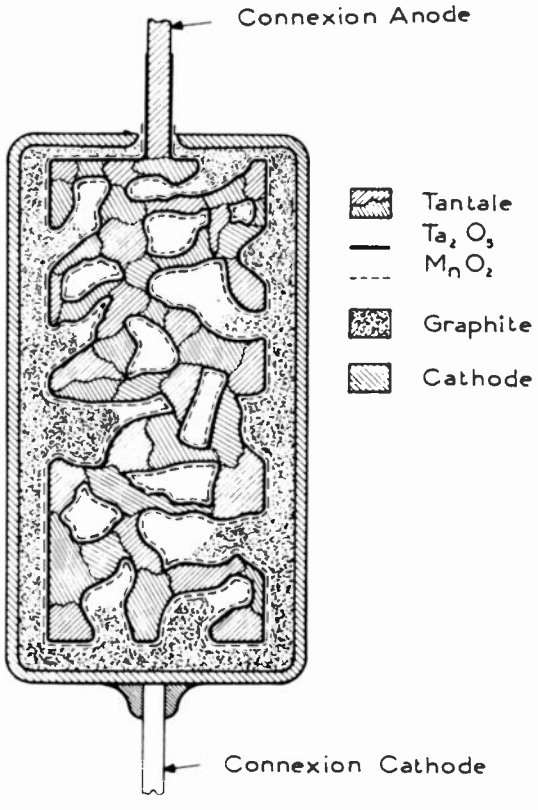


FIG. 1. — Structure de principe d'un condensateur électrolytique au tantale à électrolyte solide (coupe longitudinale).

Aperçu technologique.

Jusqu'à la formation anodique incluse, les opérations sont identiques pour les CTO et les CTS. La suite de la fabrication comprend les opérations suivantes dans l'ordre :

a) Mise en place du diélectrique solide.

b) Dépôt sur l'anode d'un revêtement de graphite colloïdal.

c) Fixation de la connexion cathode.

d) Dépôt sur l'anode d'une couche de peinture argentique.

e) Soudure électrique de la sortie d'anode en nickel.

f) Enrobage final de protection.

Enfin, les condensateurs sont mesurés et marqués.

Il est intéressant d'exposer brièvement les techniques employées dans nos laboratoires, dont une séquence simplifiée est représentée sur la fig. 2.

Les anodes sont pressées dans une pastilleuse automatique (fig. 3) à raison de 1 200 coups par heure : un fil de tantale défile, sur lequel tous les x cm (distance réglable), la poudre vient se mouler sur le fil sous forme d'une lentille circulaire. Le chapelet s'enroule sur un tambour.

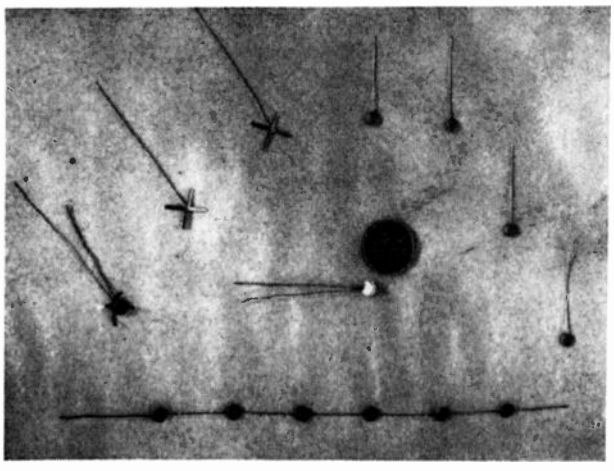


FIG. 2. — Séquence schématisée des opérations de fabrication.

La mise en place de l'électrolyte solide s'opère sans difficulté par trempage dans une solution de nitrate manganeux, suivi d'une pyrolyse, c'est-à-dire d'une dissociation vers 300 °C : le MnO_2 se forme autour des grains de Ta, tandis qu'il se dégage

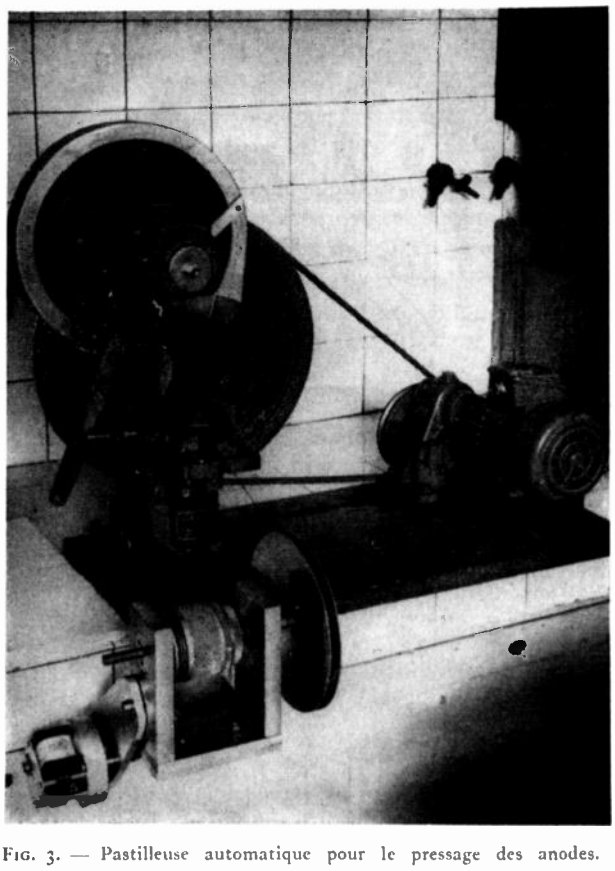


FIG. 3. — Pastilleuse automatique pour le pressage des anodes.

de la vapeur d'eau et des gaz nitreux. On procède à plusieurs trempages pour réaliser une couche continue d'électrolyte.

Le dépôt de graphite n'a rien de spécial : deux trempages suivis d'un séchage en étuve. Précaution importante : le graphite ne doit pas dépasser la limite de la couche diélectrique formée sur le fil de tantale anodique, sous peine de provoquer un court-circuit entre anode et cathode (fig. 4).

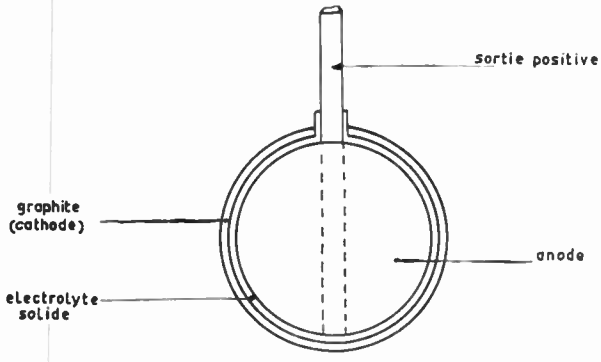


FIG. 4. — Position relative des principaux éléments du condensateur.

La connexion cathodique est une pièce de nickel mince agrafée sur le graphite.

Le dépôt d'argent est obtenu par trempage dans une suspension argentique à froid. Séchage à 160 °C. Cette couche assure la continuité entre la cathode (graphite) et sa connexion : elle ne doit pas non plus dépasser la limite du film diélectrique.

La sortie anodique soudable est soudée en bout électriquement au fil de tantale.

L'ensemble arrivé à ce stade est enrobé dans deux couches successives :

— une couche de vernis spécial ;
— une couche de résine spéciale.

Les deux séchages s'effectuent vers 160-170 °C.

L'enrobage est un problème ardu, car les condensateurs sont appelés à travailler entre − 65 °C et + 85 °C. Si ces limites semblent être tenues par l'enrobage actuel, par contre les paramètres électriques accusent des variations non négligeables après enrobage, en particulier la résistance série qui s'élève dans des proportions relativement considérables, surtout pour les condensateurs de forte capacité et de faible tension. On pourrait évidemment y remédier en adoptant le boîtier, sans enrobage, mais ce serait aux dépens de l'encombrement et du prix de revient.

Quelques résultats.

Le premier modèle de CTS étudié dans nos Laboratoires est le type de 100 µC sous les tensions service 6, 12, 24, et 35 volts. Il s'agit de petites séries et les résultats sont loin d'être définitifs, mais nous les donnons quand même à titre indicatif sur les courbes des figures 5, 6, 7.

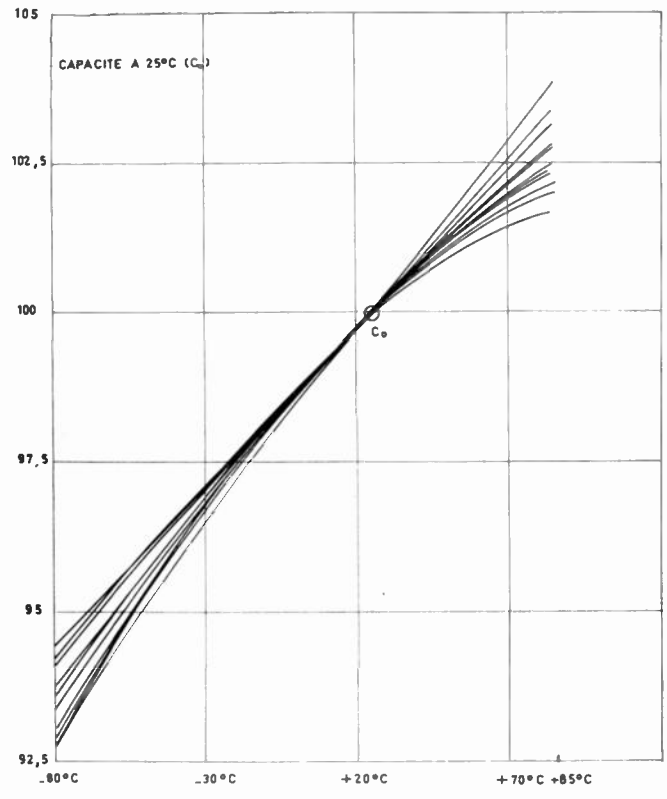


FIG. 5. — Variation en % de la capacité de 12 condensateurs de 100µC, 35 V avec la température (Capacité de référence à 25 °C).

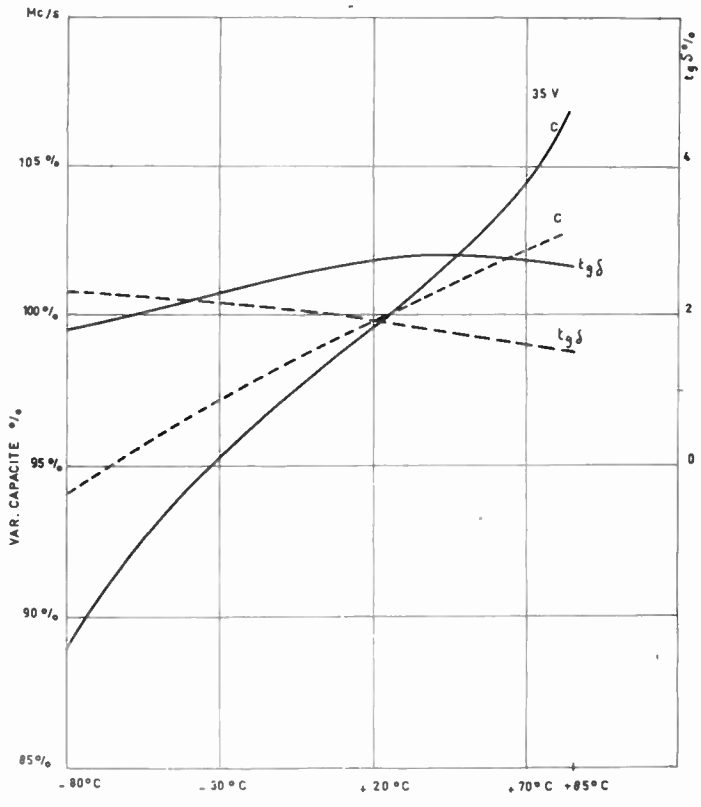


FIG. 6. — Variation de la capacité et de l'angle de perte avec la température de condensateurs de 100µC, 35 V.
– – – – – condensateurs *CSF*,
——— condensateurs d'une autre provenance.

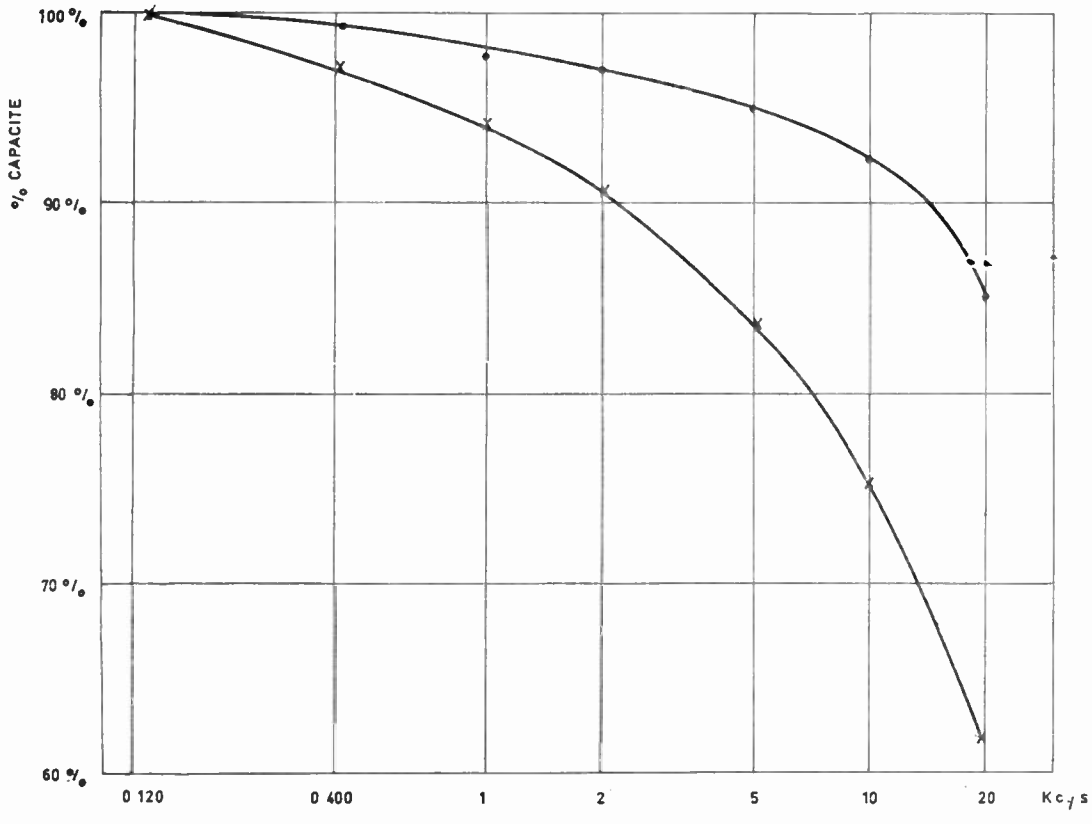


FIG. 7. — Variation de la capacité avec la fréquence de condensateurs 100 μC, 35 V.
..... condensateurs *CSF*.
× × × × condensateurs d'une autre provenance.

Il y a lieu de remarquer la petitesse du type 100 μC : l'anode mesure 5 mm de diamètre et 1,4 mm d'épaisseur pour 0,2 g de poudre de Ta pressée sur fil de 0,4 mm. L'échantillon enrobé ne pèse que 0,5 g.

En essai de durée, les condensateurs de 100 μC – 35 V n'ont pratiquement pas changé et aucun claquage n'a été observé après 5 000 heures.

Après stockage de 5 000 heures, pas de changement non plus, et l'on atteint le courant de fuite initial en 60 secondes.

Parmi d'autres types en cours d'étude, citons celui de 10 μ C – 35 V dont l'anode pèse seulement 0,04 g ;

celui de 500 μ C – 35 V qui pèse 1,6 g avec une anode de 1,1 g.

MICROPHONES SPÉCIAUX POUR MILIEUX BRUYANTS

PAR

J. BELLUGUE

Directeur à la Société Socapex

Depuis de nombreuses années déjà, les services techniques des administrations militaires portent une grande attention à l'amélioration de la qualité des transmissions. De bons résultats ont d'abord été obtenus sur les émetteurs et les récepteurs, mais les traducteurs électro-acoustiques présentaient, en particulier pour les microphones, l'inconvénient majeur d'être très sensibles aux bruits ambiants. En effet, il est fréquent de rencontrer à bord de certains avions ou hélicoptères des niveaux de bruits supérieurs à 100 dB alors que le niveau normal moyen de la parole se situe vers 90 dB. Deux solutions principales ont été utilisées pour remédier à ces défauts :

1° Le laryngophone qui utilise le principe du capteur de vibration est fixé au moyen d'une sangle au cou de l'opérateur. Il est très peu sensible aux bruits ambiants, mais présente par contre l'inconvénient de ne pas profiter entièrement de l'articulation produite au niveau des lèvres.

2° Les microphones à balance de bruit, appelés encore différentiels, ont la propriété d'être insensibles aux sources sonores d'origine éloignée ; ils doivent donc être utilisés très près de la bouche. Par construction, la membrane sensible du microphone différentiel est en communication avec l'air sur ses deux faces.

Les études entreprises sur les microphones différentiels ont permis d'atteindre des résultats remarquables. Cette technique est actuellement tout à fait au point et peut être utilisée pour des applications extrêmement nombreuses : microphones destinés à travailler à l'intérieur des véhicules, dans les chantiers, dans les usines, dans les mines, dans la foule, etc.

Microphones à vitesse. — Microphones à pression.

Il est utile de revenir sur les notions de microphones à vitesse et de microphones à pression, car cette notion est fondamentale pour la bonne compréhension du fonctionnement des microphones différentiels.

Considérons une membrane M (fig. 1) de petite dimension sans masse et plongée dans un milieu

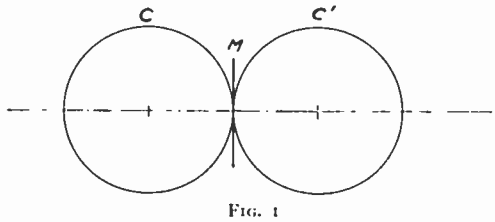


FIG. 1

où se propagent des ondes sonores planes de direction de propagation normale à cette membrane. La membrane se déplacera de telle sorte que la pression demeure la même sur ses deux faces. De ce fait, elle n'apportera aucune perturbation à la propagation des ondes. Si nous associons à cette membrane un dispositif fournissant une tension électrique, fonction de la position de la membrane ou de son déplacement, et de plus, consommant une énergie négligeable de la part de la membrane, nous aurons réalisé un microphone à vitesse.

Notons que, si la membrane est rigide, et si la direction de propagation des ondes n'est pas normale au plan de la membrane, celle-ci apportera fatalement une perturbation à la propagation des ondes, perturbation qui sera d'autant plus petite que la longueur d'ondes sonores sera grande par rapport aux dimensions de la membrane.

Un tel microphone, pour des longueurs d'ondes grandes par rapport à ses dimensions, a un diagramme de directivité constitué par deux cercles C et C' égaux, centrés sur l'axe de la membrane et tangent entre eux et à la membrane. Bien entendu, ce que nous venons de dire n'est vrai que si la membrane n'est entourée d'aucun support fixe.

Un microphone à pression peut être considéré comme étant constitué par une plaque fixe et par

un élément récepteur situé à la surface de cette plaque ; cet élément récepteur traduit sous forme électrique la pression existant au voisinage immédiat de cette plaque. La plaque comporte une face avant et une face arrière. On peut imaginer qu'il y a un seul élément récepteur sur l'une des faces ou un élément récepteur sur chacune des faces. Dans ce dernier cas, on prendra, par exemple, la différence des pressions pour la traduire en tension électrique.

Dans la pratique, les microphones à pression sont constitués par une membrane légèrement déformable, dont les déformations sont captées par un traducteur électrique. Dans ce cas, la distinction entre les éléments récepteurs avant et arrière ne correspond pas à un objet réel, mais cette façon de voir les choses nous aidera dans les développements qui suivent.

Les microphones existant pratiquement ne sont jamais des microphones à vitesse ou à pression purs, car la membrane a toujours une certaine rigidité ; elle est nécessairement fixée à un support et, dans le cas où elle est très rigide, il existe toujours un certain couplage entre les espaces avant et arrière de la membrane.

Nous retenons de ceci qu'un microphone à vitesse idéal ne perturbe pas la propagation des ondes, et nous appellerons microphone à pression, un microphone apportant une forte perturbation à son voisinage dans la propagation des ondes.

Rapport signal-bruit.

Le problème auquel le microphone différentiel apporte une excellente solution est celui de transmission de la parole dans un milieu bruyant.

Considérons un microphone n'ayant aucun effet directif et une source sonore de puissance déterminée. La puissance électrique fourniepar le micro phone sera proportionnelle à l'inverse du carré de la distance « d » séparant la source du microphone.

Dans tous les cas d'application, la source de bruit se trouve éloignée du microphone. Par contre, il est possible d'approcher les lèvres de celui-ci ; ce simple fait permet, dans bien des cas, d'avoir un rapport signal-bruit acceptable dans un milieu modérément bruyant.

Les microphones différentiels sont caractérisés par le fait que leur sensibilité pour une source de niveau constant, en fonction de la distance du microphone à cette source, au lieu d'être en $\frac{1}{d^2}$ comme pour les microphones ordinaires, est en $\frac{1}{d^n}$ avec $n > 2$. Dans ce cas, le rapport signal-bruit, lorsque la source de bruit est plus éloignée que la source sonore, est d'autant plus élevé que n est grand.

De plus, si l'on suppose que les sources de bruit sont uniformément réparties sur une sphère centrée sur le microphone, et si, d'autre part, on suppose que, quel que soit le rayon de cette sphère, l'énergie sonore émise par les sources de bruit est constante par unité de surface, un calcul élémentaire montre que le bruit transmis par un microphone ordinaire est indépendant du rayon de cette sphère. C'est ce qui se produit pratiquement quand on se trouve à l'intérieur d'un véhicule, au milieu d'une foule, etc.

Dans ce cas, la substitution d'une loi en $\frac{1}{d^n}$ à une loi en $\frac{1}{d^2}$ apporte une amélioration considérable. Par exemple, pour un utilisateur parlant tout contre la membrane (distance équivalente à 1 mm par l'effet d'écran de la membrane), et pour une source de bruit se trouvant à plusieurs mètres du microphone, le rapport signal-bruit d'un microphone différentiel en $\frac{1}{d^3}$ sera amélioré d'environ 40 dB par rapport à un microphone ordinaire. Ce chiffre est celui que l'on trouve couramment de façon expérimentale pour la partie inférieure du spectre sonore.

Constitution des microphones différentiels.

Dans un milieu où se propagent des ondes sonores, on peut définir, pour une fréquence déterminée et en chaque point, une intensité sonore. L'intensité sonore dans ce milieu constitue un champ scalaire dont nous considérerons par la suite le gradient en chaque point.

Dans ce champ acoustique, prenons deux points A et B, et imaginons que nous ayons disposé en A et en B, respectivement, deux microphones à pression omnidirectionnels et identiques. Supposons d'autre part que nous recueillons la différence des forces électro-motrices engendrées par ces microphones. Dans ce cas, l'ensemble répondra, non pas à la pression dans la région AB, mais à la projection du gradient de pression sur la droite AB. La loi en fonction de la distance de la source sera une loi en $\frac{1}{d^3}$. Le diagramme d'un tel ensemble microphonique sera évidemment identique a celui représenté sur la figure 1.

Tout ce que nous venons de dire est vrai si la distance AB est petite devant la longueur d'ondes du son. Il n'en est pas de même si la longueur d'ondes devient comparable à la distance AB. Il est facile de voir que, si cette longueur d'ondes est inférieure ou égale à AB, il n'y a plus de loi en $\frac{1}{d^3}$ et de plus le diagramme du microphone se trouve modifié.

On peut concevoir des microphones différentiels sensibles, non plus au gradient, mais à une dérivée d'ordre n de celui-ci. De tels microphones nécessitent des « prises de pression » d'autant plus nombreuses que l'ordre de cette dérivée est grand. Jusqu'à présent, leur intérêt pratique est faible bien qu'ils

permettraient d'avoir des lois en $\frac{1}{d^n}$. En effet, s'ils sont susceptibles d'augmenter encore le rapport signal-bruit, leur sensibilité en valeur absolue est rapidement très faible.

Dans une réalisation pratique de microphones différentiels, on peut substituer aux deux microphones A et B un microphone à pression unique dans lequel on utilise les pressions existant sur les faces avant et arrière de la membrane ; cette membrane jouant simultanément le rôle des microphones A et B et fournissant directement la force électromotrice proportionnelle à la différence des pressions entre les microphones A et B. Un tel microphone est représenté schématiquement sur la figure 2.

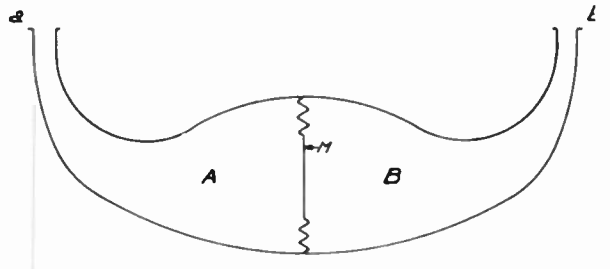


FIG. 2

Sur cette figure, on a représenté une membrane M séparant deux cavités identiques A et B en communication avec l'extérieur par des orifices a et b. La membrane M est supposée suffisamment rigide pour qu'il n'existe aucun couplage entre A et B. Les petits déplacements de la membrane M sont à l'origine de la force électro-motrice produite par le microphone. Cette force électromotrice est bien fonction de la différence de pression existant entre A et B. Nous supposons que la longueur d'ondes est grande devant la distance AB et que, d'autre part, la fréquence est suffisamment basse pour qu'à chaque instant, il y ait équilibre de pression, de telle sorte que les pressions existant sur les deux faces de la membrane soient égales à celles existant en a et b.

Nous avons ainsi réalisé un microphone différentiel simple. Un tel microphone peut être modifié par adjonction d'un baffle ou par la multiplication des ouvertures a et b. Ces modifications ne changent rien aux propriétés fondamentales du microphone différentiel à condition que, pour une onde issue d'une source très éloignée et de basse fréquence, il y ait continuellement identité entre les pressions existant sur les deux faces de la membrane. Ce résultat peut toujours être atteint avec une grande précision en jouant sur le nombre, la position et les dimensions des ouvertures a et b.

Par contre, les modifications dont nous parlons interviendront de façon importante sur le diagramme de directivité du microphone. De toute façon, un microphone différentiel est par nature un microphone directif.

Réalisations.

Il existe une grande variété de réalisations de microphones différentiels. Nous ne parlerons ici que d'une réalisation particulière représentée sur la figure 3 et par la photographie ci-dessous.

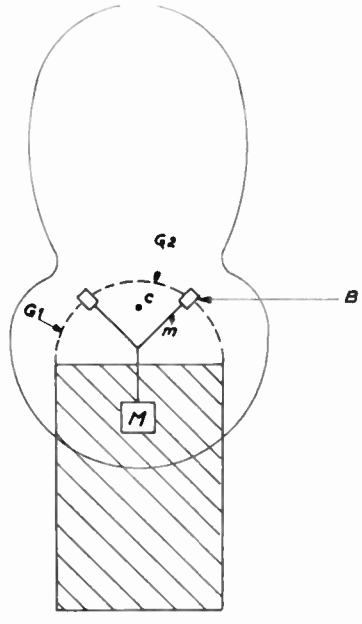


FIG. 3

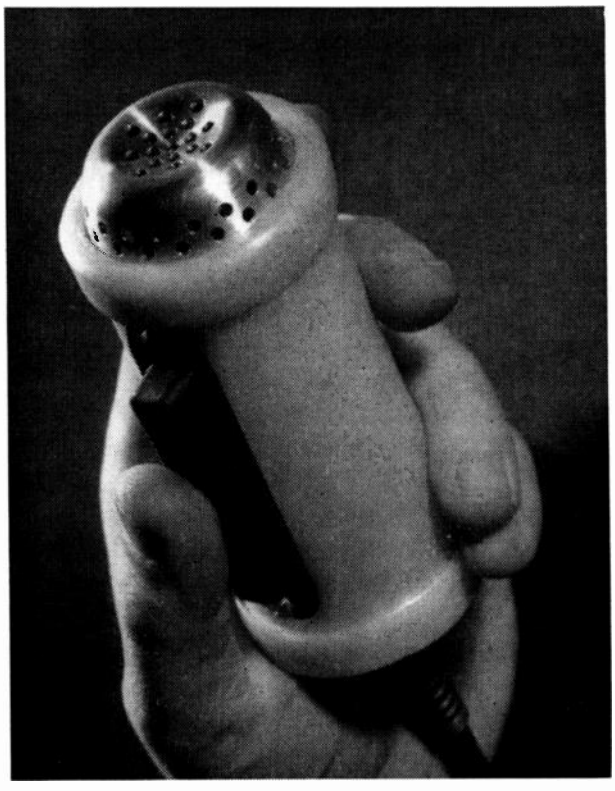


FIG. 4. — Microphone différentiel SOCAPEX associé à un pré-amplificateur à transistors.

Un tel microphone peut se substituer à un microphone à charbon. Il apporte par rapport à ce dernier une amélioration considérable de la qualité des transmissions sonores à laquelle s'ajoute bien entendu l'effet différentiel.

Le microphone est constitué par un manche (le manche du modèle représenté sur la photographie comporte un alternat et un pré-amplificateur à transistors), et par une partie sensiblement sphérique dont on voit la constitution intérieure sur la figure 3. En gros, nous avons 2 grilles G_1 et G_2 qui correspondent aux ouvertures a et b de la figure 3, et une membrane m actionnant un moteur M. Cette membrane est soutenue par un tout petit baffle b (la membrane elle-même constitue déjà un baffle). Un tel microphone est extrêmement « myope ». Il convient en effet de parler tout contre la grille G_2. On peut voir, sur la photographie, que cette grille est réalisée en creux pour permettre de se rapprocher au maximum de la membrane.

Le diagramme de directivité de ce microphone est représenté sur la figure 3. Son centre est le point C. On voit que, comme on pouvait le prévoir, la sensibilité passe par un minimum dans la direction définie par le baffle B.

Performances.

Les microphones différentiels ont été essentiellement conçus pour la transmission de la voix. Leurs courbes de réponse sont a priori calculées pour que l'intelligibilité soit maximum pour un bruit de fond donné.

La directivité d'un microphone améliore toujours le rapport signal-bruit. La directivité d'un microphone ordinaire non différentiel est d'autant plus accusée que la fréquence est élevée. Il n'en est pas de même de la directivité particulière d'un microphone différentiel. Cette directivité est en principe indépendante de la fréquence. Cependant, à cette directivité due à l'effet différentiel, s'ajoute celle qui existerait si cet effet n'était pas exploité.

L'effet différentiel donne une amélioration du rapport signal-bruit d'environ 10 dB dans la partie inférieure du spectre sonore. Cette amélioration est moindre pour les fréquences très élevées et n'est pas sensible pour des fréquences supérieures à 5 000 Hz. Or, il se trouve que c'est dans cette région que l'amélioration due à l'effet directif ordinaire se fait le mieux sentir. Si, pour un microphone différentiel, on prend la valeur globale du rapport signal-bruit relatif à une source sonore ayant la distribution spectrale de la parole, et un bruit de fond uniformément réparti sur toutes les fréquences (bruit blanc), on trouve une amélioration d'environ 20 dB par rapport à un microphone ordinaire.

Conclusion.

Nous espérons avoir montré au cours de cet exposé que le principe du microphone différentiel peut être à l'origine de réalisations très variées permettant de résoudre des problèmes très différents. En effet, ont peut réaliser des microphones plus ou moins « myopes » selon les cas d'utilisations pratiques (la loi en $\frac{1}{d^3}$ est une approximation qui ne s'applique plus pour des points très proches de la membrane). On peut également jouer sur la directivité de tels microphones et obtenir des résultats impossibles à réaliser de façon simple avec les microphones ordinaires.

Enfin, l'effet différentiel est obtenu sans qu'il soit fait le moindre sacrifice en ce qui concerne les qualités acoustiques de ces microphones. Il est certain que leur substitution à des microphones ordinaires apportera des améliorations spectaculaires à de très nombreux cas pratiques.

MOTEURS A BOBINAGES IMPRIMÉS POUR SERVOMÉCANISMES A HAUTES PERFORMANCES

PAR

J. HENRY-BAUDOT

Ingénie ur E.S.E. à la Société d'Electronique et d'Automatisme

1. — **Les principes de base de l'électrotechnique.**

Pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique (et inversement) la loi de Laplace nous apprend qu'un élément de conducteur de longueur Δl et parcouru par un courant i est soumis à une force dF s'il baigne dans un champ magnétique, ce qui s'écrit :

$$dF = Hi\ \Delta l \sin \alpha$$

α étant par ailleurs l'angle que fait le conducteur avec le champ.

Le travail recueilli pour un déplacement dx du conducteur sera : (pour $\sin \alpha = 1$)

$$dT = Hi\ \Delta l\ dx = i\ d\varphi$$

$d\varphi$ étant dans la variation de flux.

Si nous voulons produire un travail continu, nous chercherons à obtenir un couple de forces s'appliquant à la rotation d'un arbre.

D'autre part un champ magnétique est un ensemble de lignes de forces « fermées » dont nous n'utiliserons en général qu'une tranche mince appelée « entrefer » où la perméabilité sera égale à l'unité (l'induction y est égale au champ) ; le reste du circuit magnétique étant constitué par des matériaux à haute perméabilité et l'ensemble étant soumis à des forces magnétomotrices produisant la circulation du flux.

Examinons rapidement comment on peut « pratiquement » réaliser de tels circuits magnétiques.

Si on excepte les machines à entrefer cônique, qui ont cependant un certain intérêt, on peut avoir un entrefer *cylindrique* obtenu entre deux anneaux *concentriques* (fig. 1) ou un entrefer *circulaire et plat* obtenu entre deux anneaux identiques et *face à face*. (fig. 2)

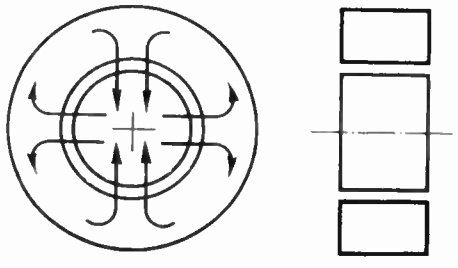


FIG. 1

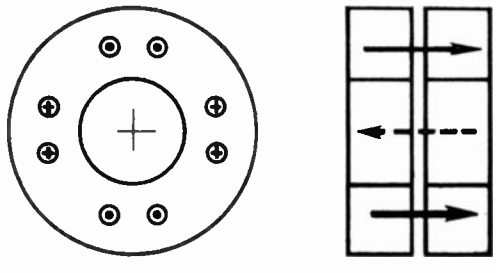


FIG. 2

Si le flux magnétique se forme en dehors de ces 2 anneaux on a affaire à une machine homopolaire, chacun des anneaux ayant alors *une seule* polarité (Nord et Sud).

Si ce flux se ferme dans les anneaux mêmes, la machines devient hétéropolaire, un certain nombre de pôles Nord et Sud étant répartis sur chaque

anneau. Cette dernière disposition est évidemment plus économique en volume et en poids de fer.

Nous pouvons donc réaliser un entrefer où règne un champ (on dit plutôt une induction) relativement élevé, c'est-à-dire de l'ordre de 5 à 6 000 gauss.

Comment allons-nous y disposer les conducteurs ? Premier problème — et comment allons-nous les relier entre eux par des connexions pour additionner les forces électromotrices élémentaires de chacun d'eux ?

La figure 3 représente la disposition de l'anneau Gramme : les conducteurs isolés sont ronds et posés sur le fer du rotor.

La figure 4, disposition classique des conducteurs dans des encoches, est un perfectionnement qui permet de réduire l'entrefer, tout en logeant davantage de cuivre si les encoches sont profondes.

Sur la figure 5 les conducteurs sont plats et ne sont isolés que sur la face reposant sur le fer mobile : c'est une réalisation perfectionnée de l'anneau gramme où la perte de place dûe à l'isolant et à la forme du conducteur est minimum. Elle est obtenue au moyen des techniques dites de « circuits imprimés »

Dans une machine à courant continu, où le bobinage doit être absolument symétrique, on est amené à superposer dans la même encoche un conducteur

Comme dans ce cas il ne serait pas commode d'avoir un entrefer cylindrique, nous adoptons un entrefer plat et circulaire (fig. 2) et le rotor avec ses conducteurs prend alors la forme d'un *disque* dont la figure 8 représente une photographie.

C'est le principe du moteur SERVALCO *à circuits imprimés.* (1)

Les conducteurs actifs sont donc radiaux et disposés par paire sur chaque face AV et AR du disque isolant sur lequel ils sont imprimés.

Les connexions ou têtes de bobines correspondant au schéma désiré (ondulé série ou imbriqué avec un nombre quelconque de pôles) sont réalisées comme l'indique la fig. 9.

Les demi-sections a b et c d sont sur la face AV – d' c' et b' a' sont sur la face AR.

Des connexions « interfaces » sont faites en a a' et d d' à travers l'isolant ou sur la tranche interne ou externe de l'anneau disque.

2. — Les bobinages imprimés comparés aux bobinages conventionnels.

Reprenons les figures 6 et 7 et voyons de plus près ce qui se passe dans la petite portion d'entrefer q l'elles représentent : nos conclusions seront évidemment indépendantes de la forme géométrique

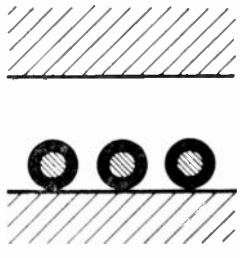


FIG. 3.

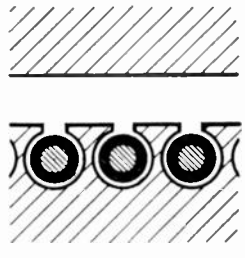


FIG. 4.

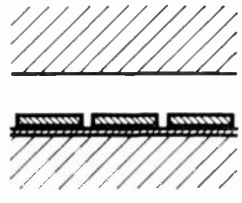


FIG. 5.

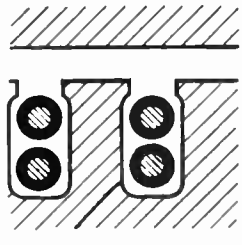


FIG. 6.

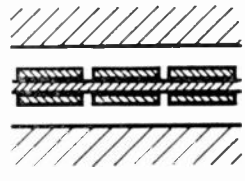


FIG. 7.

pair et un conducteur *impair*, autrement dit, on a deux *couches* de conducteurs appelés aussi « avant » et « arrière » et qui, avec les connexions des têtes de bobines constituent des *spires* reliées au collecteur.

La figure 6 représente l'allure d'une encoche semi-fermée renfermant ces deux conducteurs AV et AR.

La figure 7 est obtenue en portant les conducteurs plats de la fig. 5, mais ceux-ci ont été disposés par paires sur chaque face d'un isolant et *séparés totalement du fer* — qui reste fixe — seuls les conducteurs sont mobiles.

de l'entrefer (qu'il soit cylindrique ou discoïdal) pour autant que nous ne les ferons pas intervenir.

1' Sur la figure 6 *le champ dans l'entrefer et au niveau des conducteurs* est déformé par la présence des *dents* constituant les parois des encoches : les surfaces équipotentielles magnétiques ont des formes *compliquées* et *variables* suivant les positions relatives des dents et des pôles inducteurs. La réluctance totale n'est donc pas constante et donne lieu

(1) Ces moteurs, brevetés S.G.D.G., sont construits par la Société d'Electronique et d'Automatisme et ses licenciés en France et à l'étranger.

à une *modulation* du flux qui se répercute sur les forces électromotrices induites et engendre de plus des vibrations et des « pertes fer ». Rien de semblable dans la disposition de la fig. 7.

La distribution du champ dans l'entrefer est régulière. Il n'y a pas de fer mobile et les pertes par hystérésis alternative et courants de Foucault sont rigoureusement nulles.

En charge, lorsque les conducteurs sont parcourus par des courants importants, les phénomènes de réaction d'induit et de commutation aux balais prennent une allure beaucoup plus favorable dans le cas de la fig. 7, car il n'y a *pas de fer* dans la partie tournante et les lignes de force engendrées par le passage du courant dans les conducteurs se ferment en majeure partie *dans l'air*, contrairement à ce qui se passe pour les conducteurs noyés dans du fer. Il en résulte que dans un moteur SERVALCO les coefficients de self des sections en commutation ou de l'ensemble du bobinage induit sont toujours très faibles.

2° ISOLATION THERMO-ÉLECTRIQUE ET RAYONNEMENT DES CONDUCTEURS.

La puissance d'une machine électrique est limitée principalement par l'échauffement des bobinages. Cet échauffement dépend de 2 facteurs principaux : le nombre de watts de pertes à dissiper et le coefficient de dissipation, c'est-à-dire la faculté de céder plus ou moins rapidement ces calories à l'air intérieur ou d'une façon générale au fluide de refroidissement.

Il est évident que des conducteurs isolés noyés dans une encoche et en contact avec elle par l'intermédiaire d'un carton ou d'un isolant quelconque, relativement épais, ne peuvent pas céder autant de calories par unité de surface que des conducteurs nus et plats (dont le rapport périmètre/section est très supérieur à celui d'un conducteur rond) et qui sont directement en contact avec l'air.

De plus le fer ne subissant aucun échauffement interne sert de *collecteur de calories*, étant séparé seulement de l'induit à conducteurs imprimés par une lame d'air de quelques dixièmes de mm. Pratiquement les résultats obtenus se traduisent par les chiffres suivants :

Les densités de courant de l'ordre de 45 A/mm² dans les conducteurs imprimés ne donnent en régime permanent que des échauffements normaux de 60° au-dessus de l'ambiance, et la différence de température entre le disque induit et les pôles magnétiques « collecteurs de chaleur » ne dépasse pas 3° en régime stabilisé.

3e RENDEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE L'INDUIT ET INERTIE.

La possibilité de faire travailler les conducteurs à des densités de courant très élevées permet, à puissance utile égale, de réduire considérablement le poids de cuivre, donc celui de l'induit. Le fer étant d'autre part reporté sur les parties fixes de la machine, l'induit SERVALCO est extrêmement léger.

Un induit susceptible de produire un couple maximum de 4 000 g × cm (c'est-à-dire 120 W à 3 000 tr/mn) ne pèse que 17 g (disque seul sans l'arbre) le poids du cuivre étant 8 g pour des conducteurs de 1/10 mm d'épaisseur.

Le moment d'inertie du disque étant de 170 g × cm² l'accélération théorique ressort à

$$\frac{4\,000 \times 981}{170} = 23\,000 \text{ rd/s}^2.$$

Avec ce poids de cuivre la résistance de l'induit est de 0,6 ohm. Pour un courant de 30 A la chute ohmique atteint 30 × 0,6 = 18 V et les pertes 18 V × 30 A = 540 W.

Si maintenant on double l'épaisseur des conducteurs (passant ainsi de 1/10 à 2/10 mm) l'inertie va augmenter d'environ 30 % mais la résistance va descendre à 0,3 ohms et les pertes à 270 watts.

On voit donc que le rendement électromagnétique du disque induit et son inertie varient en sens inverse et qu'il y a lieu de faire un choix judicieux entre ces deux valeurs paramétriques suivant l'usage auquel le moteur est destiné.

3. — Description des moteurs Servalco et caractéristiques électromécaniques.

Nous avons vu que l'induit se compose d'un disque isolant (verre-epoxy) recouvert sur ses deux faces

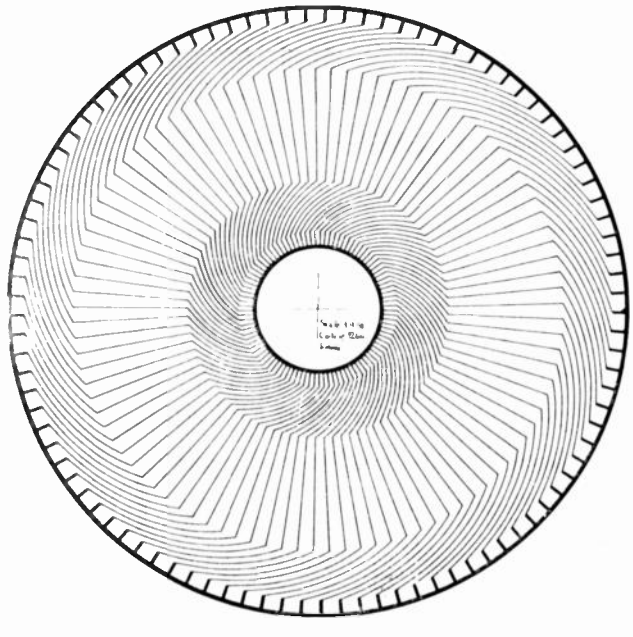


FIG 8

de conducteurs « imprimés » suivant la forme générale de la figure 8 et reliés entre eux par des connexions « interfaces » réalisant ainsi un bobinage « fermé » multipolaire.

En effet le bobinage multipolaire est particulièrement avantageux dans ces moteurs à entrefer plat pour deux raisons principales :

1° la longueur des connexions « interpolaires » (a-b et c-d de la fig. 9) raccourcit quand le nombre de pôles augmente ; cette longueur serait prohibitive en bipolaire, ayant pour conséquence directe d'augmenter beaucoup trop la résistance de l'induit.

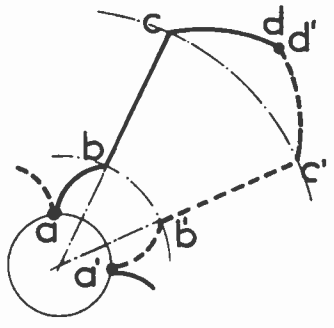


FIG. 9.

2° Le poids de fer exigé par les culasses magnétiques (fig. 2) varie en raison inverse du nombre de pôles. En effet, comparons 2 anneaux magnétiques de même diamètre : le premier avec 4 pôles produisant chacun un flux φ et le 2ème avec 8 pôles.

Le flux du 2ème moteur sera $\frac{\varphi}{2}$ et les sections droites des anneaux pourront être réduites de moitié, d'où économie de 50 % sur le poids.

Les moteurs SERVALCO auront donc généralement 6 à 8 pôles et très exceptionnellement 4.

Pour en terminer avec l'inducteur magnétique, disons que celui-ci est excité par des aimants TICONAL logés entre l'anneau-culasse et les épanouissements polaires tous deux en fer doux, visibles sur la photographie du moteur TM 500 démonté.

On remarque sur la même photo que ces épanouissements polaires sont « shuntés » à leur périphérie par deux demi-anneaux de fer doux qui ont pour but de fermer provisoirement le circuit magnétique des TICONAL quand la culasse est absente. De la sorte le moteur peut être démonté et remonté sans qu'il soit nécessaire de le réaimanter.

Les derniers organes dont nous n'avons pas encore parlé sont le collecteur et les balais.

Le collecteur à proprement parler n'existe pas en tant qu'organe séparé : ce sont les conducteurs eux-mêmes d'une des faces du disque qui le remplacent (le même dispositif était utilisé dans le premier anneau Gramme). Une conséquence importante est que le nombre de lames (ou conducteurs) de commutation est égal à la moitié du nombre total de conducteurs. Cette division extrême de la commutation favorise celle-ci dans de larges proportions et a aussi pour résultat de donner un couple moteur extrêmement régulier, car dans le bobinage ondulé série, généralement adopté, le nombre de lames ne doit pas être divisible par le nombre de paires de pôles et de ce fait les différents balais ne commutent jamais simultanément.

Il n'est pas non plus nécessaire de mettre autant de balais qu'il y a de lignes neutres et les moteurs 8 pôles n'ont par exemple que quatre lignes de balais.

Applications.

Les moteurs SERVALCO ont été étudiés spécialement pour animer des servo-mécanismes ou d'une façon plus générale des mécanismes à vitesse variable et c'est dans ce domaine que leurs qualités sont les plus remarquables.

Ils peuvent être construits dans une gamme de puissances très étendue dont le tableau ci-contre pourra donner une idée.

Les types de moteurs qui y figurent sont d'une technologie courante et peuvent être produits économiquement en grande série. La figure 10 donne une vue éclatée d'un de ces moteurs.

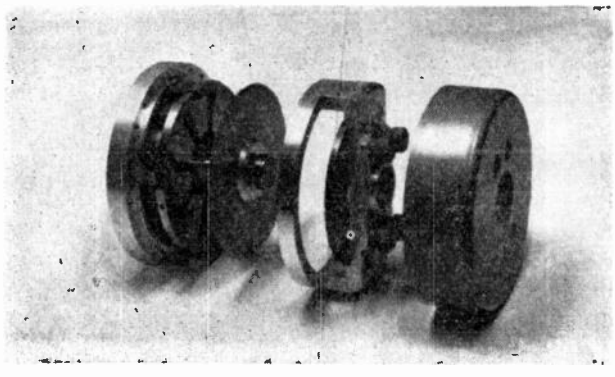


FIG. 10.

Ce qui intéresserait l'utilisateur serait, par exemple, d'augmenter la valeur de la force électromotrice par tour, donc le nombre de conducteurs sur un disque de diamètre donné. Une première limite est imposée dans ce sens par le prix de revient et une seconde, plus reculée, par les possibilités technologiques de gravure.

De toutes façons ces moteurs auront toujours une impédance relativement faible et nécessiteront de fortes intensités pour donner leur couple maximum instantané.

L'impédance interne de la source devra évidemment être adaptée à celle du moteur si on veut bénéficier de tous les avantages de celui-ci. L'ideal est une batterie d'accumulateurs à forte capacité de décharge associée à des transistors fonctionnant en « switch ».

Le moteur SERVALCO est donc essentiellement appelé à fonctionner en régime transitoire suivant des lois de vitesse absolument quelconques ou bien à caractère cyclique.

Des décélérations aussi grandes que les accélérations peuvent être obtenues en renversant le sens du courant (le couple moteur change de signe) au prix il est vrai d'une certaine complication dans les schémas d'alimentation.

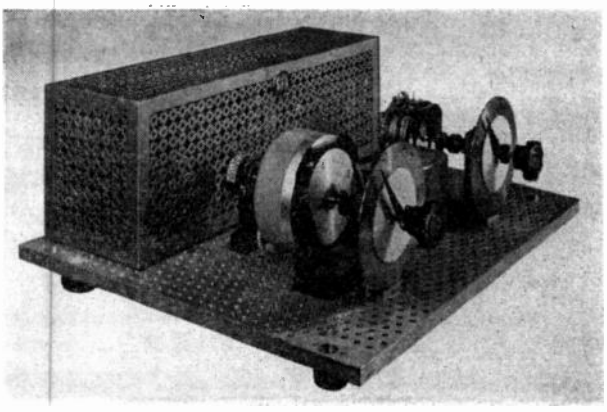


FIG. 11. — Moteur SERVALCO utilisé dans un servo-mécanisme de position à haute performance (bande passante de 100 cycles).

Mais il est souvent suffisant de se contenter d'un *amortissement* c'est-à-dire d'un couple de freinage proportionnel à la vitesse (appelé aussi frottement visqueux).

Sans modifier en rien l'aspect extérieur du moteur SERVALCO un « amortissement interne » est obtenu en imprimant le bobinage induit non plus sur un disque *isolant* mais sur un disque *conducteur* par exemple en aluminium.

Les courants de Foucault qui y prennent naissance dès que la vitesse n'est pas nulle ont pour résultante un couple de freinage opposé à cette vitesse et qui peut être du même ordre de grandeur que le couple moteur lui-même.

La vitesse du moteur est donc limitée, à vide, à celle pour laquelle le couple moteur équilibre le couple de freinage, en pratique quelques centaines de tours.

Ces basses vitesses sont peu habituelles pour les moteurs électriques conventionnels mais sont au contraire très bien adaptées aux moteurs SERVALCO en raison, nous l'avons vu, du très faible taux de modulation du couple moteur et de leur très grande capacité de refroidissement naturel (sans ventilation dûe à la vitesse).

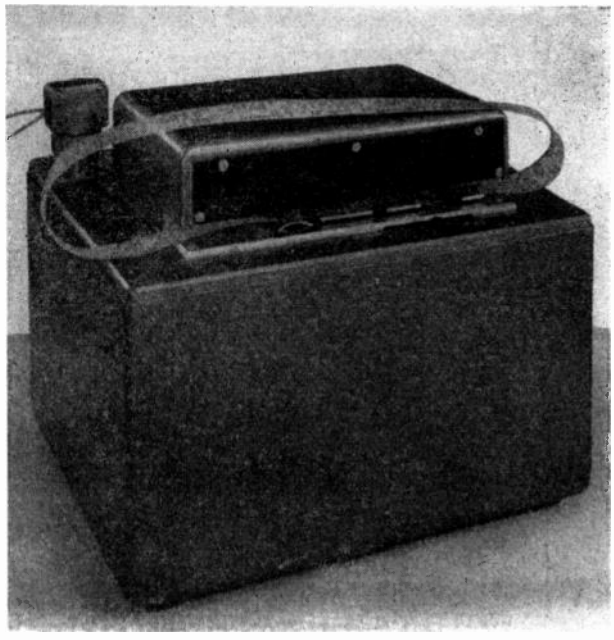


FIG. 12. — Lecteur à bande perforée utilisant un moteur SERVALCO amorti ; cadence de lecture : 80 codes par seconde en « start-stop ».

Enfin le dernier avantage de ces basses vitesses, et peut-être le plus important, est de pouvoir réduire le rapport de réduction de la chaîne cinématique placée entre le moteur et la charge, voire même de la supprimer purement et simplement, le moteur étant directement accouplé à la charge.

Dans ce dernier cas l'accélération de cette charge est égale à celle du moteur et non plus divisée par le rapport de réduction : l'inertie de l'ensemble est également réduite.

Ajoutons enfin que la suppression partielle ou totale d'engrenages intermédiaires réduit ou supprime les jeux et le bruit tout en procurant généralement une économie de construction malgré le supplément de prix d'un moteur plat devant fournir un couple plus important.

Caractéristiques de quelques moteurs « SERVALCO »

Type de Moteur	N° du dessin	Ø du disque mm	Nombre de pôles	Nombre de conducteurs	Résistance ohms	Force électromotrice à 1 000 tr/mn	Courant max. admissible en 1 sec. (A)	Courant max. admissible en 1 h (A)	Accélération max. $\frac{C}{I}$ en rd/s²	Couple max. instantané g × cm	Puissance max théorique à 3 000 tr/mn watts
TM 30 b	1 329	51	6	2 × 49	0,13	0,27	36	7,2	56 000	950	29
TM 40 b	1 305	76	6	2 × 49	0,11	0,6	60	12	32 000	3 500	108
TM 500	31 380	92	8	2 × 97	0,6	1,45	30	6	23 400	4 200	130
TM 900 (a) ...	1 184	168	8	2 × 97	0,35	5,0	73	14,5	11 000	35 400	1 100
TM 900 (b) ..				2 × 141	0,51	7,3	50	10	11 000	35 400	1 100
TM 120.0.....	1 379	216	8	2 × 141	0,47	13,0	81	16	8 500	102 000	3 150

ANTIPARASITAGE DES MACHINES ÉLECTRIQUES DE PETITE PUISSANCE

PAR

J. CANTENER

Société « Le Condensateur Céramique »

ET

R. MICLO

Département de Recherches Physico-Chimiques

Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

L'utilisation de plus en plus importante d'appareils électriques pose chaque jour davantage le problème de l'élimination des perturbations qu'ils provoquent, notamment dans le domaine de la réception radiophonique.

Ces perturbations, appelées couramment parasites, ont des origines diverses :

Elles peuvent être dues soit à des organes électromécaniques à contacts, soit à des appareils qui, par principe ou par défaut, sont le siège d'émission haute fréquence.

C'est dans le premier de ces deux principaux cas que nous irons chercher celui des appareils qui constitue, à l'heure actuelle, la source de parasites la plus fréquemment rencontrée. Nous parlons du moteur électrique à collecteur qui équipe bon nombre de nos appareils électro-ménagers.

Il gêne la réception radiophonique, non seulement chez son utilisateur, mais aussi chez ses voisins et quelquefois même à grande distance. La source même de parasites est l'étincelle de commutation qui se produit sur le collecteur à chaque passage d'une lame à l'autre.

Cette étincelle engendre une impulsion dont le spectre peut être décomposé en une série de signaux de fréquences variables s'étendant sur une vaste bande.

La non uniformité de construction du moteur fait, qu'au cours de la rotation, cette impulsion n'est pas constante en amplitude ni en forme. La marche normale se traduit ainsi par un signal qui, compte tenu de l'impédance interne propre à l'appareil, est variable en amplitude dans une large bande de fréquence couvrant notamment la totalité de la bande couverte par la radiodiffusion.

L'action perturbatrice peut s'exercer, soit par rayonnement direct, soit par rayonnement indirect. Le premier est de peu d'importance, car il est en général faible et un simple blindage, même rudimentaire, suffit à l'éliminer.

Par contre, le rayonnement indirect, beaucoup plus fort, peut se propager très loin et est très difficile à éliminer. Il est le résultat de la superposition de deux sortes de perturbations : les symétriques et les asymétriques.

Les perturbations symétriques se propagent exclusivement par le secteur. Chacun des conducteurs est ainsi parcouru par des courants égaux et de signes contraires dans le cas d'un réseau à deux conducteurs et par des courants dont la somme est nulle, dans le cas d'un réseau à plus de deux conducteurs. Elles sont facilement ramenées à un niveau très acceptable par un condensateur monté en parallèle sur les conducteurs.

Les perturbations asymétriques apparaissent entre un ou plusieurs conducteurs et la masse, cette masse n'étant d'ailleurs pas forcément en liaison directe avec l'appareil. Elles sont, de loin, les plus difficiles à éliminer. Ce sont elles qui constituent ce qu'on appelle les parasites et la mesure du « Niveau de parasites » est le plus souvent limitée à leur relevé.

Nous examinerons dans cet exposé les règlementations en vigueur concernant l'élimination de ces perturbations et les moyens nouveaux d'y satisfaire, sans pour cela remettre en cause la conception des matériels incriminés.

WRH

1. — La législation en France concernant l'antiparasitage.

La législation en France concernant l'antiparasitage repose sur les arrêtés des 9 et 11 mai 1951 et sur les instructions techniques annexées à ces arrêtés.

Ces textes fixent les fréquences protégées, à savoir celles comprises dans la bande 150 kHz à 30 MHz. Le niveau de parasites admis dans cette bande est de 500 µV pour les petits appareils alimentés par un réseau de la première catégorie, (réseau domestique), cette tension étant mesurée à l'aide des appareils décrits dans les instructions techniques et suivant la méthode indiquée dans ces mêmes textes.

Un arrêté du 20 octobre 1953 est venu apporter un allègement à cette règlementation pour les appareils à masse accessible et dont en principe la mise à la terre est obligatoire pour des raisons de sécurité.

Le niveau limite admis est alors, suivant les catégories d'appareils, égal aux valeurs indiquées dans le tableau ci-dessous :

TABLEAU I

F comprise entre (MHz)	Appareils sans masse accessible	Appareils prévus avec une masse pour mise à la terre		
		Appareils fixes courant nominal		Appareils mobiles
		< 5 A	> 5 A	
0,15 et 0,285	500 µV	500 µV	1 000 µV	1 000 µV
0,53 et 30	500 µV	500 µV	500 µV	500 µV

Le matériel de mesure de ces perturbations est conforme aux recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radiophoniques (C.I.S.P.R.).

La mesure est effectuée par un procédé de substitution en remplaçant les perturbations à mesurer par une tension étalonnée produisant le même effet. L'égalité des perturbations est comparée à l'aide d'un voltmètre de crête de caractéristiques spéciales. Les mesures se font à travers un réseau équivalent monté en série dans le circuit d'alimentation de l'appareil perturbateur et dont l'impédance, vue de cet appareil, est pour les courants de haute fréquence, équivalente à celle d'un réseau de distribution moyen. La figure 1 représente une telle installation de mesure.

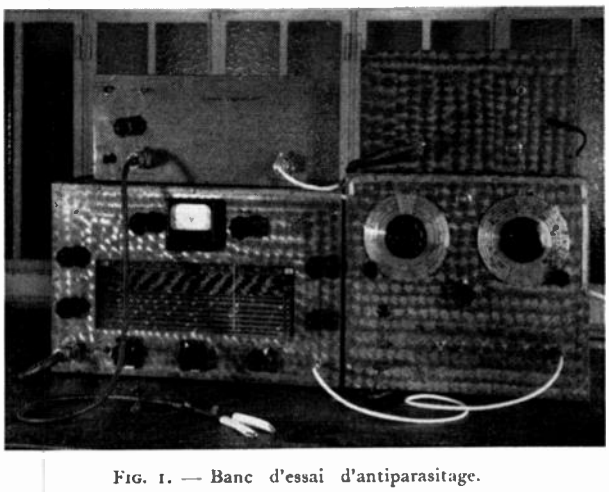


FIG. 1. — Banc d'essai d'antiparasitage.

2. — Situation en France du matériel électrique de grande diffusion.

Pour se rendre compte de la situation en France du problème de l'antiparasitage, prenons le cas de quelques appareils vendus dans le commerce sous la dénomination générale de matériel « antiparasité ».

On désigne ainsi les appareils comportant un élément rapporté, constitué en général par des condensateurs de capacité relativement élevée. Cet élément est logé en raison de son volume et suivant les possibilités offertes par le matériel, soit à l'intérieur du boîtier, (à proximité du moteur), soit intercalé sur le cordon d'alimentation, ou encore dans un boîtier annexe, à charge pour l'utilisateur d'en assurer, dans ce cas, le branchement avant la prise de raccordement de l'appareil.

Des relevés du niveau de parasites effectués sur différents appareils ont permis de tracer pour la bande des fréquences de radiodiffusion les courbes en traits continus des figures 4 à 9.

Ces appareils étant d'origine et de conception très diverses, les résultats obtenus peuvent être considérés comme illustrant la situation actuelle du matériel français.

On voit que le niveau de parasites est assez facilement abaissé au-dessous de la limite des 500 µV exigée dans la bande des fréquences couvrant les ondes moyennes. Par contre l'efficacité des dispositifs actuels est souvent insuffisante pour les ondes longues et toujours pratiquement nulle en ondes courtes où la valeur de la tension relevée est plusieurs fois supérieure à la limite admise.

3. — Législation à l'étranger.

Beaucoup de constructeurs français se tournent, à l'ouverture du Marché Commun, vers les débouchés importants que peut représenter la mise en route de cette institution. Tout industriel qui pense à l'exportation doit se demander si son matériel répond aux normes étrangères relatives à l'antiparasitage.

Examinons donc quelles sont les spécifications en vigueur à l'étranger et en particulier dans les pays suivants : République Fédérale Allemande, Belgique, Finlande, Grande-Bretagne, Japon, Pays-Bas, Norvège, Suède, Suisse et Etats-Unis.

Ces pays, suivant les recommandations du C.I.S.P.R., ont adopté une méthode de mesure analogue à celle en vigueur en France, ce qui nous permet de comparer les résultats.

Les limites admises sont indiquées dans le tableau 2 et la figure 2. On remarquera qu'à part la Suède, le Japon et la Finlande, mais tous trois dans une bande de fréquence réduite, les niveaux maxima admis les plus bas sont ceux imposés en France. Les Etats-Unis doivent être considérés à part, la multi-

plicité des stations d'émission sur le territoire faisant que, même avec un niveau admis de 5 000 μV le rapport signal utile/signal parasite permet encore d'assurer une réception correcte pour les postes de radiodiffusion locaux.

TABLEAU 2

Pays	Fréquences en MHz	Niveau limite en μV
République Fédérale Allemande	0,15 à 0,5 0,5 à 30	3 000 à 1 000 1 000 à 200
Belgique	0,152-0,285 et 0,525 à 1,605	1 000
France	0,15 à 30	500
Finlande	0,15 à 1,6	200
Grande-Bretagne	0,2 à 1,605 40 à 70	1 500 750
Japon	0,2 à 1,605	315
Pays-Bas	0,15 à 0,285 et 0,525 à 1,605	1 500
Norvège	0,15 à 1,6	1 000
Suède	0,15 à 0,5 0,5 à 1,6	1 000 500
Suisse	0,15 à 1,6	1 000
Etats-Unis	0,15 à 20	5 000

Si l'on compare les courbes en traits continus des figures 4 à 9, aux limites de la figure 2, on remarquera qu'une part importante des appareils étudiés ici ne satisfait pas non plus aux normes d'un certain nombre de pays parmi les plus importants pour nos exportateurs.

D'autre part, la figure 2 nous montre que la limite de 500 μV imposée en France ne correspond pas à une exigence anormale. La difficulté de l'antiparasitage réside plutôt dans la nécessité de respecter ce niveau dans une très grande bande de fréquences, ce qui correspond d'ailleurs à la bande utilisée effectivement pour nos émissions de radiodiffusion.

4. — Nouveaux moyens d'antiparasitage.

De cet examen, on est tenté de conclure à l'impossibilité de respecter un niveau de parasites moyens

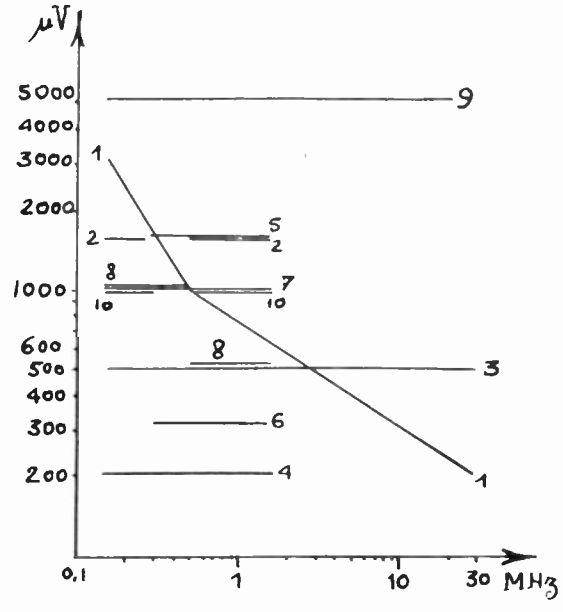


FIG. 2. — Niveaux parasites admissibles suivant les pays.

1. République Fédérale Allemande.
2. Pays-Bas.
3. France.
4. Finlande.
5. Grande-Bretagne.
6. Japon.
7. Norvège et Suisse.
8. Suède.
9. Etats-Ynis.
10. Belgique.

dans une large bande de fréquences (France et République Fédérale Allemande), ou un faible niveau dans une bande restreinte (Finlande).

Or, cette situation est due à l'emploi quasi général d'antiparasites constitués exclusivement de condensateurs de forte capacité.

Il est connu que de bien meilleurs résultats sont obtenus par l'emploi de filtres associant selfs et capacités. Ce fait est illustré par l'exemple de la figure 9. La courbe en trait plein représente le niveau de parasites obtenu avec un filtre comportant selfs et condensateurs. Le niveau limite n'est atteint que pour 30 MHz. Cependant, ce filtre réalisé à l'aide de condensateurs au papier et de selfs bobinées sur des noyaux de fer-carbonyl est relativement encombrant. De

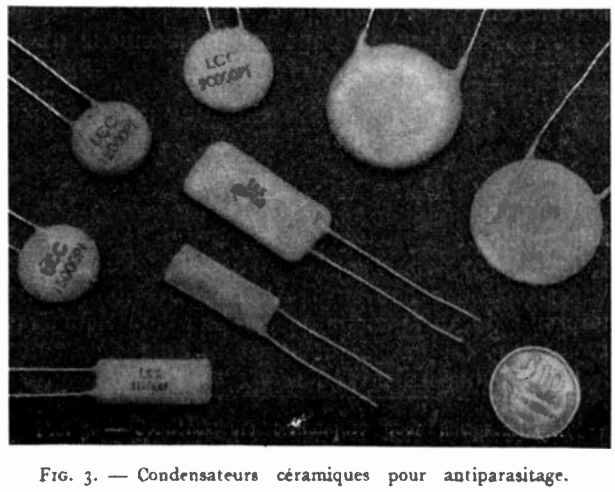


FIG. 3. — Condensateurs céramiques pour antiparasitage.

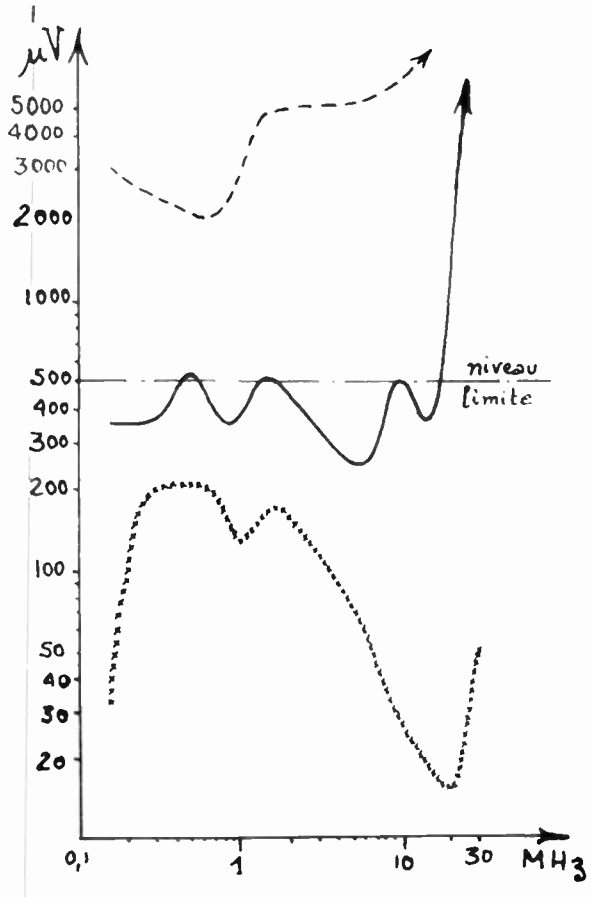


FIG. 4. — Moteur de rasoir électrique.

plus, les propriétés magnétiques médiocres du fer-carbonyl lorsque la fréquence est élevée, expliquent la forte remontée du taux de parasites vers 25 MHz.

Pourtant l'utilisation de ces filtres ne s'est pas généralisée en raison de sévères reproches qui leur sont faits. Ces reproches sont basés en particulier sur le fort encombrement des inductances à noyaux magnétiques constitués le plus souvent par des tôles, ce qui conduit parfois à placer le filtre loin de la source de parasites, cette localisation diminuant son efficacité.

Mais les récents développements de la technique des pièces détachées permettent maintenant, par l'emploi de condensateurs à diélectrique céramique et de selfs à noyaux de ferrite, de réaliser des filtres complexes efficaces et d'un encombrement réduit.

4.1 — Emploi des condensateurs a diélectrique céramique.

Les recherches de ces dernières années sur les diélectriques céramiques ont amené la mise au point de céramiques à haut pouvoir inducteur spécifique : de 500 à plus de 10 000.

Ces diélectriques permettent de réaliser des condensateurs dont les qualités propres sont :

— un encombrement réduit ;

— une excellente tenue aux champs électriques élevés à des températures élevées ;

— une très grande sécurité d'emploi dans le temps.

Toutes ces performances conduisirent à employer ces condensateurs, non seulement dans le matériel radioélectrique, mais encore dans le matériel électrotechnique.

Actuellement, sont couramment fabriqués des condensateurs céramiques pour antiparasitage dont les caractéristiques sont les suivantes :

— Tension service, régime continu (50 Hz) : 380 V_{eff} ;
— Tension de pointe admissible : 1 500 V ;
— Tension d'essai (50 Hz) : 1 500 V_{eff} ;
— Tension d'essai isolement masse (50 Hz) 1 500 V ;
— Tolérance sur la capacité : — 20 % + 50 % ;
— Tgδ (25 °C, 0,1 MHz) : $< 400.10^{-4}$;
— Résistance d'isolement (25 °C) : $>$ 10 000 MΩ ;
— Gamme de températures de fonctionnement :
— 55 °C + 120 ° C

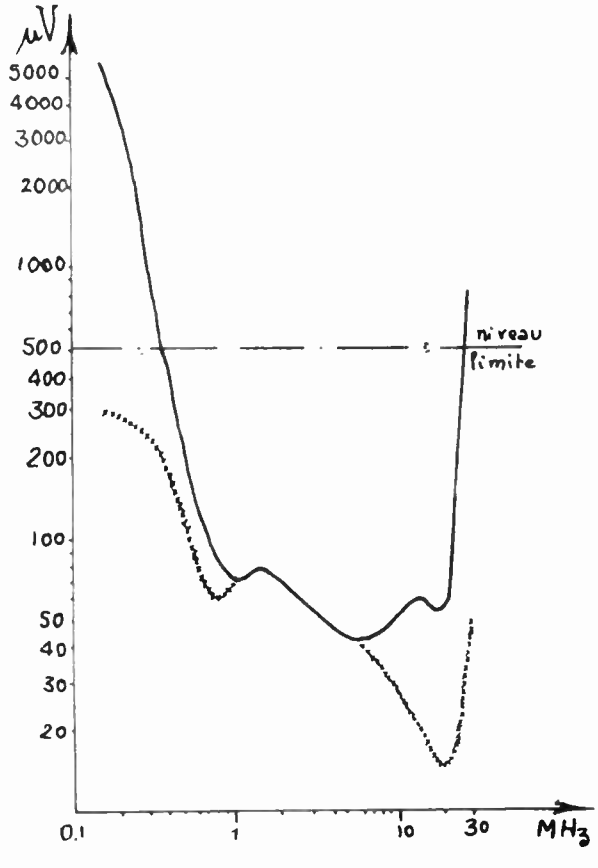


FIG. 5. — Moteur de moulin à café.

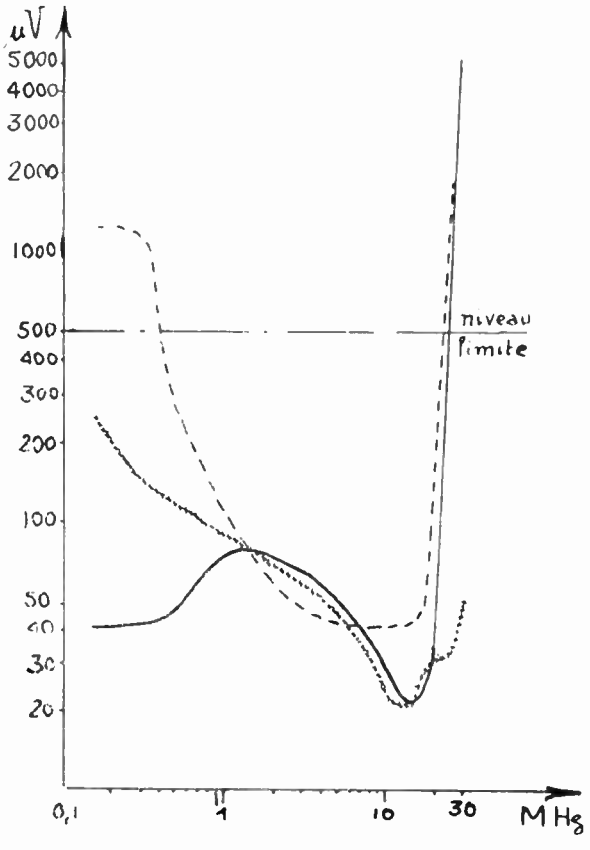


FIG. 6. — Moteur d'aspirateur 500 watts.

TABLEAU 3

Capacité en pF	Dimensions en mm				Modèle
	L	*l*	*e*	Ø	
6 000	27	10,5	4		Plaquette
10 000	27	10,5	4		Plaquette
15 000			5	19	Disque
20 000			5	23	Disque
25 000	36	17	5		Plaquette
47 000			5	30	Disque

Des modèles doubles de 2 × 6 000 à 2 × 25 000 peuvent être fabriqués.

La figure 3 représente quelques-une de ces condensateurs. Ils possèdent deux grandes qualités pour l'emploi en matière d'antiparasitage. D'une part, la tenue en tension qui est bien supérieure à celle d'autres types de condensateurs pour une même capacité, dans un même volume, conduit à rejeter la première objection au respect des normes d'antiparasitage.

D'autre part, la sécurité d'emploi à température élevée permet de loger ces condensateurs à l'intérieur de l'appareil, au voisinage immédiat du moteur, c'est-à-dire dans une région où la température ambiante est souvent de l'ordre de 60 à 80 °C, ou même plus élevée, les isolants modernes des fils de bobinages autorisant maintenant une augmentation des températures de fonctionnement.

Ce résultat peut permettre, dans quelques cas particuliers, d'assurer un antiparasitage efficace à l'aide uniquement de condensateurs, leur emplacement aux bornes des balais suffisant à court-circuiter les courants perturbateurs. Toutefois, cette possibilité reste exceptionnelle.

4.2 — Emploi des ferrites.

Les matériaux ferrites sont maintenant couramment employés. Leurs principaux avantages résident dans leurs pertes très faibles et leur haute perméabilité. Les compositions utilisables sont celles appartenant à la famille des ferrites magnétiques doux dont la structure cristalline est analogue à celle du spinelle minéral $Mg\,Al_2O_4$. Les ferrites du type « Ferrinox » rentrent dans cette catégorie. A titre d'exemple, nous donnons dans le tableau 4 les caractéristiques principales, mesurées sur tores, de deux matériaux plus particulièrement utilisables pour réaliser des selfs d'antiparasitage.

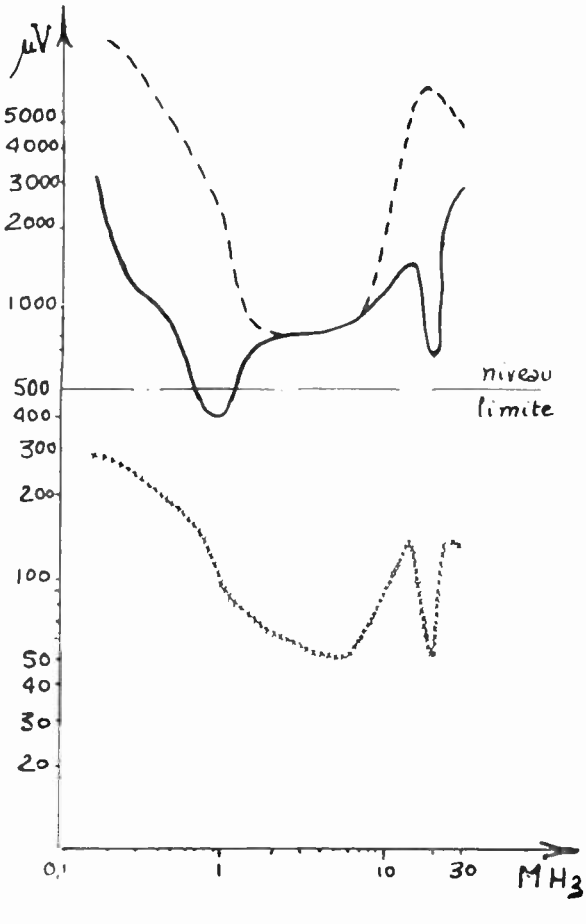


FIG. 7. — Moteur d'aspirateur 200 watts.

TABLEAU 4

Ferrinox	Perméabilité initiale μ_0 20 °C	Perméabilité maximum $\mu_{max.}$		Induction max. (G) B_m		Induction rémanente B_r (gauss)		Champ coercitif en oersteds H_c		Point de curie en °C θ °C
		20 °C	1000 °C	20 °C	1000 °C	20 °C	1000 °C	1000 °C	20 °C	
B 20	1200	2450	2700	3520	2440	1360	880	0,35	0,18	> 180
H 20	200	700	840	3300	2700	1950	1760	1,5	1,1	> 350

Envisageons maintenant les possibilités offertes par l'emploi de condensateurs céramiques et de selfs à noyaux ferrites. Reprenons les matériels déjà étudiés et dont les courbes en traits pleins des figures 4 à 9 représentent le niveau de parasites avec des filtres actuels. Les courbes en traits interrompus sont celles des mêmes moteurs en l'absence de tout système de filtrage et celles tracées à l'aide de croix sont relatives aux résultats obtenus avec des filtres spéciaux décrits ci-dessous.

5. — Exemples de réalisation de filtres perfectionnés.

5.1 — Cas d'un moteur universel de très faible puissance (4 a 6 W) mais de construction rudimentaire (moteur de rasoir électrique).

Ce moteur, non blindé, a été placé en essai avec une main fictive comme le prévoit la norme. Différentes solutions ont été étudiées ce sont :

— Solution *A* : deux condensateurs de 6 000 pF entre bornes et masse ;

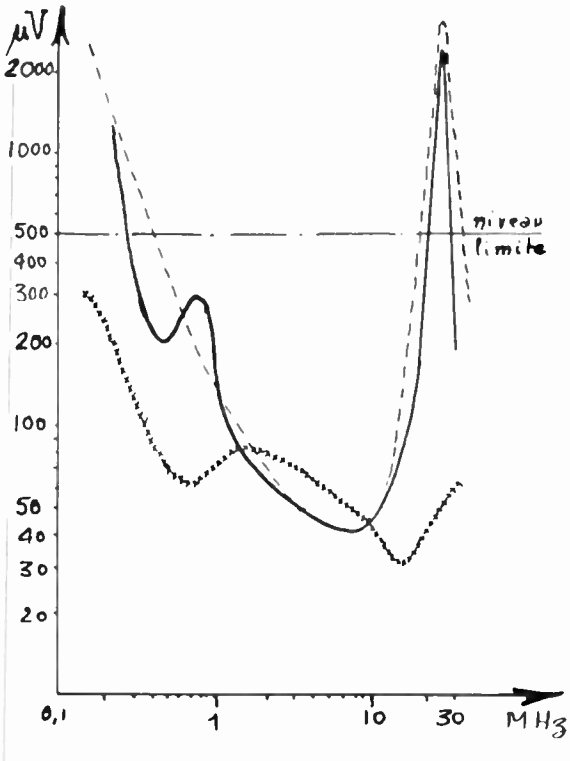


FIG. 8. — Moteur d'aspirateur.

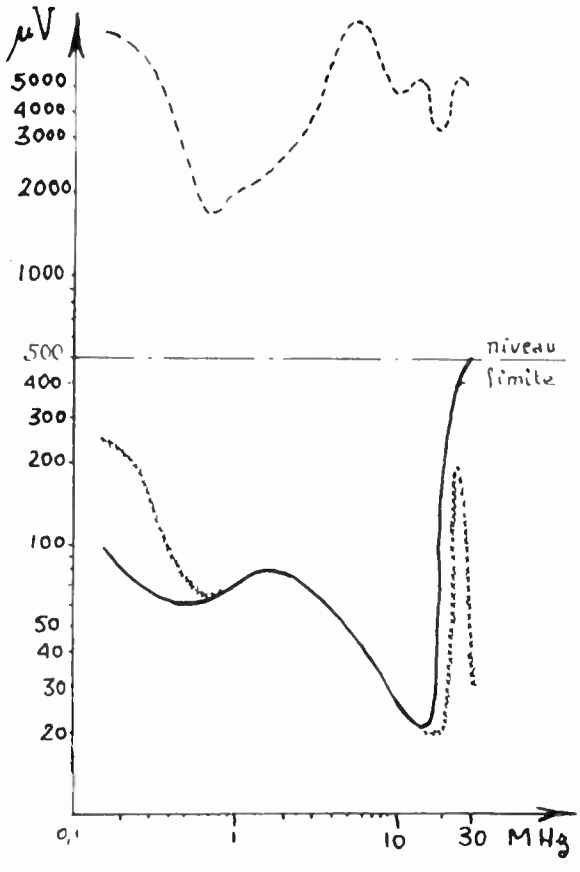


FIG. 9. — Moteur d'essoreuse.

— Solution *B* : deux condensateurs de 6 000 pF entre bornes et masse et un condensateur de 6 000 pF entre bornes ;

— Solution *C* : trois condensateurs de 6 000 pF et deux selfs bobinées sur un seul bâtonnet de ferrite (matériau H 20) de diamètre = 3 mm et de longueur = 30 mm, chaque bobinage comportant 26 spires de fil 0,2 mm, le montage étant fait comme sur la figure 10.

Les résultats trouvés sont résumés dans le tableau ci-dessous :

TABLEAU 5

F (MHz)	sans filtre µ V	Solution *A* µ V	Solution *B* µ V	Solution *C* µ V
0,16	3 100	350	316	32
0,24	2 500	350	286	200
0,75	2 100	350	214	190
1,00	2 800	350	224	125
1,4	4 800	500	300	170
6,00	5 300	240	380	40
10,00	6 500	500	470	27
15,00	> 10 000	350	418	11
20,00	> > 6 500	1 250	650	7
25,00	> > 5 000	> 5 000	316	38
30,00	> 5 000	> 5 000	427	50
MF	2 500	550	224	140

La solution *A* correspond à la courbe en trait continu de la figure 4, la solution *C* à celle tracée à l'aide de croix.

Comme on le voit, la solution *C* procure un excellent résultat et elle est valable pour tous les pays, (voir figure 2).

L'encombrement des éléments constitutifs est tel que, après moulage avec une résine polyesther par exemple, on obtient un filtre qui peut se loger dans le rasoir, son volume étant de $35 \times 10 \times 15$ mm.

5.2 — Cas de moteurs de petites puissances (100 watts) utilisés couramment dans de petits appareils électroménagers.

Tous ces moteurs sont en général caractérisés par un fort taux de parasites en basses et hautes fréquences.

L'antiparasitage tendra donc à réduire les signaux perturbateurs dans ces bandes. De simples condensateurs de forte capacité permettent d'obtenir ce résultat aux fréquences basses (grandes ondes) mais sont sans effet aux fréquences élevées.

Les résultats obtenus sont les suivants dans le cas d'un moteur pour moulin à café (figure 5).

Tableau 6

F MHz	Solution *A* (μV)	Solution *B* (μV)
0,16	5 700	300
0,24	2 500	250
0,75	100	60
1,00	70	70
1,4	80	80
6,00	40	40
10,00	50	30
15,00	60	20
20,00	50	10
25,00	250	30
30,00	800	50
MF	300	100

Le filtre *A* comporte un condensateur au papier de 100 000 pF entre bornes et de deux condensateurs au papier également de 5 000 pF entre bornes et masse.

Le filtre *B* comporte deux inductances sur bâtonnet ferrite H 20 de 3 mm de diamètre et de 30 mm de longueur (200 spires de fil émaillé de 0,6 mm) et deux condensateurs de 6 000 pF montés entre selfs et masse. Après enrobage, on obtient un filtre dont l'encombrement total est de $13 \times 13 \times 35$ mm.

5.3 — Cas de petits moteurs de 200 a 500 watts environ.

Le premier cas considéré (500 watts) illustre bien l'avantage des nouveaux moyens d'antiparasitage. Sur la figure 6 sont représentés trois cas pour un même appareil (aspirateur). La courbe en traits interrompus se rapporte au moteur sans aucun filtre, la courbe en trait plein au cas avec un filtre classique comportant un condensateur de 600 000 pF entre bornes et deux condensateurs de 40 000 pF entre fils et masse, (solution *A*), la courbe tracée à l'aide de croix au cas du filtrage avec une cellule spéciale, (solution *B*).

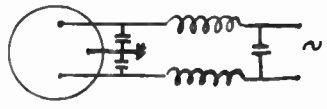


Fig. 10

Les valeurs trouvées dans les trois cas sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Tableau 7

F (MHz)	Sans filtre μV	Solution *A* μV	Solution *B* μV
0,16	1 200	40	250
0,24	1 200	40	150
0,75	150	60	60
1	100	70	70
1,4	80	80	80
6	40	40	40
10	40	40	40
15	40	20	20
20	250	30	30
25	1 500	350	30
30	5 000	5 000	50
MF	280	40	60

Le filtre spécial *B* est constitué de deux condensateurs de 6 000 pF placés entre fils et masse, d'un condensateur de 20 000 pF placé aux bornes du moteur et de deux selfs de 100 spires sur bâtonnet de ferrite de longueur 40 mm et de diamètre 8 mm (matériau H 20). Après enrobage, le filtre a les dimensions suivantes : $46 \times 30 \times 22$ mm. Le montage du filtre est illustré sur la figure 11.

Ainsi nous voyons que les fortes capacités employées dans la solution *A* diminuent bien le niveau dans les basses fréquences, mais sans succès à partir de 20 MHz.

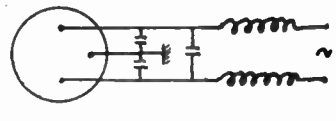


Fig. 11

Par contre, le filtre spécial *B* est efficace dans toute la gamme et son encombrement bien moindre que celui de la solution *A* dont les dimensions sont de 80×30 pour le condensateur de 600 000 pF et de 60×30 pour les deux de 40 000 pF. Ces condensateurs résistaient à la tension d'essai normalisée.

Un exemple similaire est celui de la figure 7. Dans ce cas, le moteur, de puissance plus faible, permet l'emploi d'une self plus petite, (bâtonnet ferrite de 3×30 mm, 100 spires), et l'encombrement est de

13 × 22 × 33 mm pour ce filtre terminé. Les valeurs relevées sont les suivantes :

TABLEAU 8

F MHz	Sans filtre µV	Filtre spécial µV
0,16	10 000	280
0,24	8 000	450
0,75	3 000	150
1	2 000	90
1,4	950	80
6	870	50
10	8 500	85
15	4 800	135
20	6 300	50
25	5 400	135
30	5 000	130
MF	4 000	100

5.4. — CAS D'UN MOTEUR DE CONSTRUCTION TRÈS SOIGNÉE MONTÉ DANS UN BLINDAGE EFFICACE ET DONT L'ANTIPARASITAGE EST SIMPLE.

C'est le cas de la figure 8. Les valeurs relevées sont les suivantes :

TABLEAU 9

F MHz	Sans filtre µV	Solution *A* µV	Filtre spécial Solution *B* µV
0,15	2 500	1 250	400
0,24	1 260	500	140
0,75	250	300	60
1	140	115	70
1,4	80	80	80
6	40	40	50
10	59	50	40
15	190	110	30
20	250	250	40
25	3 000	2 200	50
30	250	180	60
MF	220	200	40

Le filtre classique, (solution *A*) comportait deux condensateurs de 5 000 pF entre fils et masse et un condensateur de 100 000 pF entre bornes. La forte valeur de ce dernier conduit à une augmentation des perturbations aux fréquences élevées. Le filtre spécial *B* est composé de deux condensateurs de 6 000 pF entre fils et masse et d'un condensateur de 30 000 pF entre bornes.

Le meilleur résultat est dû à l'emploi d'une capacité plus faible entre bornes et, à l'emploi de condensateurs céramiques. Un autre filtre, réalisé à l'aide de condensateurs au papier de même valeur, donne des résultats nettement moins bons. Ceci est dû au fait que le montage des condensateurs au papier augmente la longueur des fils et également au fait que leur impédance en haute fréquence devient selfique avant 30 MHz.

La figure 12 montre quelques exemples de réalisation de filtres complexes à condensateurs céramiques et selfs à noyau de ferrite.

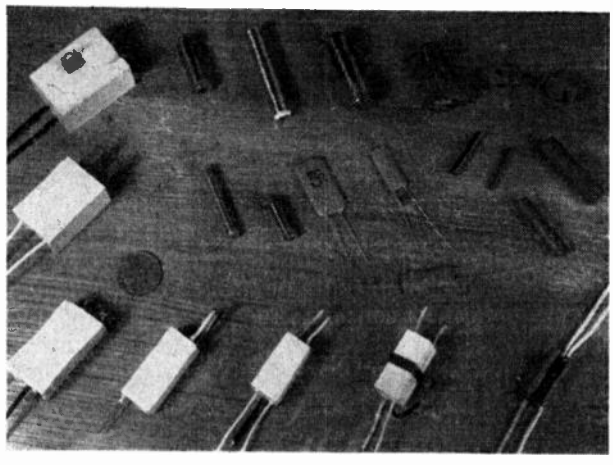


FIG. 12. — Filtres complets et éléments constituants.

Les quelques exemples que nous venons de présenter montrent que l'utilisation de pièces détachées de hautes performances telles que les ferrites et les condensateurs céramiques, permet d'obtenir, sous un très faible volume, un ensemble capable de répondre à la règlementation sur la suppression des parasites, tout en satisfaisant aux normes de sécurité demandées au matériel électrique. De plus, le constructeur est assuré de trouver pour ce filtre, un emplacement ne compromettant pas la présentation de son appareil.

Ainsi, des pièces issues des techniques nouvelles auxquelles l'industrie électronique fait largement appel, apportent une solution rationnelle au problème de l'antiparasitage des appareils comportant un moteur électrique à collecteur.

INFORMATIONS

BIBLIOGRAPHIE

Les transmissions radioélectriques par ondes ultra-courtes, par V.A. SMIRNOV. Un vol. 15 × 23 cm, 820 pages, 340 figures (Sviazizdat, Moscou 1957 ; en russe).

Dans cet ouvrage, M. V.A. SMIRNOV, avec la collaboration de M. S.V. BORODITCH pour la totalité des chapitres, et de MM. Z.A. DOMBROVSKI, N.I. KALACHNIKOV et A.V. SOKOLOV pour certaines descriptions techniques, passe en revue l'ensemble des questions que doit connaître un ingénieur dans le vaste domaine des transmissions par faisceaux hertziens, depuis les compléments de mathématiques (fonctions aléatoires) ou de physique (électromagnétisme) rappelés brièvement et les nombreux aspects de la théorie des liaisons radioélectriques par ondes ultra-courtes, jusqu'aux réalisations techniques et aux formules applicables dans les projets des différents éléments d'un système de faisceaux hertziens. Le livre est basé sur l'expérience personnelle de l'auteur et de ses collaborateurs, ainsi que sur les articles parus dans la littérature technique mondiale.

L'auteur commence par exposer les principes généraux des transmissions par faisceaux hertziens, il énonce les conditions imposées par le C.C.I.F. et le C.C.I.R. aux transmissions de téléphonie et de télévision (chapitre 1) et établit les équations fondamentales des faisceaux hertziens (chapitre 2).

Après un rappel substantiel des bases de l'électromagnétisme (chapitre 3) on trouve la théorie des guides d'ondes rectangulaires et circulaires, des lignes coaxiales et parallèles, et des guides à champ extérieur (chapitre 4), la théorie générale des antennes, suivie de la description de quelques types d'antennes utilisées pour les faisceaux hertziens et des conditions d'emploi des réflecteurs passifs (chapitre 5), puis la description de quelques systèmes d'aiguillage des canaux de faisceaux hertziens, précédée de rappels sur la théorie des quadripôles, des obstacles en guide d'ondes, le calcul des filtres et leur réalisation en ligne coaxiale ou en guide d'ondes (chapitre 6) ; enfin la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques en visibilité directe, de la perte par diffraction à la surface de la terre ou par les irrégularités du relief, et les fluctuations dues aux interférences (chapitre 7).

Une partie importante de l'ouvrage est ensuite consacrée à la transmission de l'information sur les faisceaux hertziens, domaine dans lequel on connaît la compétence particulière de l'auteur : d'abord rappel des différents types de modulation et calcul des spectres correspondants (chapitre 8), puis étude générale des distorsions apportées aux signaux modulants par les systèmes de transmission (chapitre 9), suivie de l'étude particulière des distorsions apportées par les différentes parties de la transmission : non-linéarité des amplificateurs (chapitre 10), trajet en modulation de fréquence (chapitre 11), systèmes à impulsions sans quantification (chapitre 12), systèmes à modulation codée (chapitre 13), enfin une étude du comportement des différents systèmes de modulation vis-à-vis des brouillages (chapitre 14) et un exposé général de la théorie de l'information, avec l'application aux télécommunications (chapitre 15).

L'ouvrage se termine par deux longs chapitres consacrés à la description de réalisations techniques utilisées dans les équipements de faisceaux hertziens, avec en particulier des détails sur les tubes hyperfréquence oscillateurs et amplificateurs, les volumes résonnants, les modulateurs (chapitre 16), le facteur de bruit, les mélangeurs, les amplificateurs à large bande, les démodulateurs (chapitre 17).

Ajoutons que cet épais volume est bien présenté, le plan suivi est clair, les formules et les schémas ont été reproduits par l'éditeur avec tout le soin désirable ; l'auteur a donné de nombreuses références, qui ne constituent pas une bibliographie complète du vaste domaine traité, mais plutôt une liste des travaux utilisés ou cités dans le cours de l'ouvrage.

P. A. et M. T.

Les Ondes Centimétriques (Cours de radioélectricité à l'usage de l'Enseignement Supérieur Scientifique et Technique) par G. RAOULT, Professeur à la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand. Un vol. 16×25 cm, 400 pages, 340 figures (Masson, Paris, 1958). Broché : 6 500 F. Relié toile : 7 300 F.

L'ouvrage de M. G. RAOULT sera précieux pour ceux qui, ayant une bonne culture de Physique Générale, mais n'étant pas spécialistes de radioélectricité, ont à utiliser les ondes centimétriques. En effet, sans faire appel à des développements mathématiques compliqués, et en ayant recours le plus possible à l'intuition physique, l'auteur passe en revue les notions nécessaires à qui veut travailler dans ce domaine particulier, intermédiaire entre la radioélectricité classique et l'optique.

Il examine successivement la propagation et les discontinuités dans les guides d'ondes ; les mesures d'impédance, de puissance, de fréquence, de constante diélectrique, les générateurs, les détecteurs et les antennes utilisables en ondes centimétriques ; enfin les derniers chapitres sont consacrés aux applications à l'optique physique, à la radio astronomie, à l'étude de la résonance paramagnétique électronique, et une annexe contient les développements mathématiques liés à la résolution des équations de Maxwell.

Ce livre s'adresse principalement, comme le cours dont il est issu, aux étudiants en Sciences qui s'intéressent aux hyperfréquences ; nul doute qu'il ne soit apprécié par cette catégorie de lecteurs et qu'il ne suscite parmi eux, comme le souhaite son auteur, des vocations de chercheurs dans cette branche si captivante de la Physique moderne.

Mais il faut également en recommander la lecture à ceux qui sont déjà familiers des problèmes de radioélectricité et de télécommunications, à qui il présentera certaines notions sous un jour nouveau, leur permettant de mieux comprendre l'origine physique des phénomènes.

Ajoutons que cet ouvrage est bien présenté, illustré de nombreuses figures, et qu'il possède, outre une table des matières détaillée, un index alphabétique permettant de retrouver rapidement le renseignement cherché ; regrettons seulement que l'auteur, qui considère chaque chapitre comme une introduction aux problèmes traités, n'ait pas ajouté une bibliographie systématique des principaux ouvrages spécialisés, ce qui aurait guidé le lecteur désirant faire plus ample connaissance avec ces problèmes.

M. T.

Mesures en radiotechnique, par E. ROMY (3e édition), Un vol. relié 15,5 × 24cm ; 806 p., 530 fig. ; nombreux tabl. (Dunod, Paris 1958). Prix : 9 800 F.

L'apparition d'une troisième édition de cet important ouvrage atteste combien il a été apprécié, non seulement des étudiants auxquels il est premièrement destiné, mais aussi d'un public plus large d'ingénieurs et de techniciens, désireux de préciser leurs connaissances dans le domaine des mesures. Aussi l'auteur en a-t-il conservé le plan, la forme et l'esprit, tout en y apportant quelques remaniements partiels.

Après un exposé général des « Caractéristiques du Matériel » et des instruments de mesure fondamentaux, l'auteur passe en revue les différents types de « ponts », et leur application en basse fréquence, pour la mesure des impédances, fréquences, distorsions, puissances, etc. Le chapitre IV est consacré aux tubes à vide et au relevé de leurs caractéristiques. Mais la plus grande partie du volume concerne la *haute et* la *très haute* fréquence — à l'exclusion des « hyperfréquences » (c'est-à-dire le domaine des « guides d'ondes »), vers lesquelles la transition est cependant préparée par l'étude des lignes et des câbles coaxiaux. Reprenant les dispositifs de base, et mettant en évidence le rôle des prises de masse, des dissymétries, effets parasites, etc., l'auteur examine de façon originale les mesures des impédances et leurs analogues, celles des fréquences, puis toute la série des essais à faire sur les émetteurs, les champs rayonnés, et enfin les récepteurs (pour ces derniers, il a lui-même fourni une importante contribution personnelle).

Partout, les principes et les formules de base sont très clairement indiqués, puis la méthode est exposée avec tous les détails nécessaires et l'attention attirée sur les difficultés expérimentales et les écueils à éviter. La sûreté et la précision ne laissent rien à désirer, et l'ouvrage peut être recommandé en toute confiance.

Quelques références bibliographiques sont données à l'occasion (peut-être pourrait-on souhaiter les voir plus nombreuses, en raison de l'impossibilité de résumer, dans un seul volume, toute la littérature technique de ces dernières années). Un index alphabétique termine l'ouvrage.

P.D.

Physique des gaz complètement ionisés, par L. SPITZER (traduit de l'anglais par J.E. BLAMONT). Un vol. 11 × 16 cm, 128 pages, 9 figures (Dunod, Paris 1959). Relié : 850 F.

Introduction à la théorie des gaz ionisés, par J.E. DELCROIX. Un vol. 11 × 16 cm, 182 pages, 35 figures (Dunod, Paris 1959). Relié : 1 100 F.

On sait que les phénomènes physiques mis en jeu dans les gaz ionisés ont été à l'origine, pour une grande part, des théories atomiques et ont permis la mise au point de la théorie des quanta. Les nombreuses études faites ont déjà eu de multiples applications industrielles : lampes remplies de gaz rares, cellules photoélectriques, etc. Mais l'application qui pourrait être la plus importante est la domestication de l'énergie de fusion des noyaux légers. Ceci explique, en partie, le développement des recherches et l'accroissement des publications sur les gaz ionisés, en particulier aux Etats-Unis d'Amérique, depuis 1950.

Très rapidement est apparue la nécessité de regrouper en quelques pages l'essentiel de la théorie des gaz ionisés. Le livre du Professeur Spitzer, paru en 1955 aux U.S.A., constitue une bonne introduction à l'étude des plasmas, et par là de l'astrophysique, de la géophysique et des réactions thermonucléaires.

Après avoir rapidement rappelé les lois du mouvement d'une particule soumise à différents champs de force, l'auteur adopte un point de vue microscopique. Il donne les équations du mouvement dans un plasma et discute les solutions d'état stationnaire. Puis il les applique à la résolution de quelques problèmes fondamentaux en espace libre : étude des courants électriques, des mouvements de matière à travers les lignes de force, des mouvements de striction. Vient ensuite l'analyse des phénomènes oscillatoires en présence d'un champ électromagnétique. Enfin, l'auteur aborde la théorie des collisions entre particules pour des gaz en état de non-équilibre, que cet état soit transitoire ou stationnaire.

L'essai de M. Delcroix traite le même sujet sous un aspect différent, complémentaire : alors que le Professeur Spitzer a un point de vue macroscopique, et construit une « hydrodynamique » des gaz ionisés, l'auteur insiste sur la description microscopique et s'efforce de déterminer les fonctions de distributions des vitesses des particules en fonction des collisions et des forces appliquées dans les gaz complètement ou partiellement ionisés. Dans de nombreux cas la tâche est très difficile et l'auteur introduit les paramètres macroscopiques. Cette méthode didactique a l'avantage de bien mettre en évidence les conditions de validité des théories macroscopiques.

Les livres de MM. Spitzer et Delcroix visent donc à une meilleure compréhension théorique des phénomènes : on notera cependant que, dans un but de concision, les deux auteurs se sont abstenus de toute comparaison détaillée de la théorie et des observations. Ils s'adressent à des lecteurs ayant une bonne culture mathématique et physique.

La présentation des livres, celle des monographies Dunod, est agréable, quoiqu'on puisse être plus ou moins séduit par le petit format adopté.

J.D.

Décharges électriques dans les gaz, par F.M. PENNING. Un vol. 15,5 × 23,5 cm, 82 pages, 29 illustrations (Bibliothèque technique Philips, dépositaire : Dunod, Paris 1958). Relié : 1 180 F.

Cet ouvrage est paru en langue néerlandaise deux ans après la mort de Franz Michel PENNING (1935).

En peu de pages le célèbre auteur décrit sans aucun attirail mathématique, les phénomènes physiques qui peuvent apparaître dans les milieux gazeux. Le sujet était vaste allant, comme le dit joliment Penning, de l'éclair à l'aurore boréale.

Il faut donc voir dans cet ouvrage une introduction aux phénomènes gazeux, claire et concise, susceptible d'être lue par de jeunes lecteurs.

Le livre à la typographie nette se termine par une intelligente bibliographie.

J.D.

Théorie et calcul des asservissements, par J.C. GILLE, P. DECAULNE et M. PELEGRIN. Un vol. 18,5 × 27 cm, (2e édition), 365 figures et 3 planches hors texte, 346 pages (Dunod, Paris 1958). Broché : 3 400 F.

Ce livre expose la théorie des asservissements et son application au calcul des systèmes asservis, un second ouvrage devant traiter plus spécialement des organes.

Une première partie très développée expose de façon progressive et générale les concepts fondamentaux relatifs aux systèmes de commande, avant que la deuxième partie ne les applique aux systèmes asservis. En effet, l'essentiel de la théorie et des méthodes de calcul des asservissements se trouve dans ces notions de base, bien plus que dans telle ou telle technique spéciale aux systèmes à réaction qui en est une application particulière.

Ensuite, même à propos des exemples simples du début, sont traités les problèmes d'automatisme sous leur jour le plus général. La théorie des asservissements, qui a été initialement mise au point surtout par des électriciens, est souvent présentée suivant leur optique. Une telle méthode d'exposition a été évitée car elle présente les inconvénients de gêner l'assimilation par le lecteur non électricien, de particulariser inutilement des notions générales, et de masquer certains aspects originaux de la technique des asservissements dus à la présence d'organes mécaniques.

Enfin la traditionnelle séparation entre les problèmes linéaires et non linéaires a été abandonnée. L'extension à certains asservissements non linéaires de techniques dérivées des méthodes linéaires a atténué, dans une certaine mesure, cette séparation classique.

Ce livre peut être considéré comme un ouvrage d'enseignement au sens large du terme : il est d'ailleurs complété par un livre de problèmes et s'adresse donc aux étudiants et aux ingénieurs qui s'initient à l'automatisme. Pour les ingénieurs praticiens, constructeurs ou utilisateurs de dispositifs automatiques, il constitue un ouvrage de référence.

R.O.E.

Circuits à relais et automatismes à séquences, par P. NASLIN. Un vol. 16×25 cm, 240 pages, 200 figures (Dunod, Paris 1958). Relié toile : 2 700 F.

On sait l'importance des automatismes à séquences, actuellement fondés sur l'emploi de relais électromécaniques, pneumatiques ou hydrauliques, dans les différents domaines de l'automatique industrielle. Les mêmes principes sont d'ailleurs utilisés dans l'organisation des circuits électroniques des machines à calculer numériques. Le nouveau livre de M. NASLIN donne, au technicien et à l'ingénieur, des méthodes pratiques d'analyse et, surtout, de synthèse, de ces dispositifs en les illustrant par des exemples.

Les trois premiers chapitres constituent un tour d'horizon descriptif du domaine traité : définition et propriétés fondamentales des fonctions logiques, exemples de circuits combinatoires et de circuits à séquences à relais électromécaniques, notions de code et de programme et applications à la commande des machines. Les chapitres suivants reprennent les deux problèmes fondamentaux de la synthèse des réseaux combinatoires : d'une part la simplification systématique des fonctions logiques, pour laquelle est indiquée une méthode matricielle très simple applicable aux fonctions de moins de sept variables ; d'autre part l'établissement d'un multipôle de contacts satisfaisant un système d'équations logiques donné.

La question fondamentale de l'établissement systématique des systèmes à séquences à partir des conditions imposées est ensuite étudiée ainsi que l'établissement de la matrice des phases et l'organisation des relais secondaires, et les questions de la continuité des circuits et des aléas statiques et dynamiques. Enfin, l'auteur passe en revue les organes de commutation électroniques et magnétiques, appelés à remplacer les relais électromécaniques dans les cas où l'on exige une grande rapidité ou une sécurité de fonctionnement élevé.

Ce livre complétera utilement, dans un sens pratique, la documentation des ingénieurs et techniciens ayant à traiter, dans tous les domaines, de systèmes asservis.

R.O.E.

Vues sur l'automatisme. Un vol. 16×25 cm, 154 pages, 17 figures (Dunod, Paris 1959). Broché : 1 300 F.

Cette étude, publiée par le Department of Scientific and Industrial Research de Grande-Bretagne apporte, par son objectivité, quelque clarté sur les aspects techniques et les conséquences de l'automatisation. Les exemples sont nombreux et variés, puisqu'ils sont empruntés tant aux processus de fabrication qu'aux solutions déjà apportées à divers problèmes de gestion, sans oublier les aspects aussi particuliers que la commande automatique individuelle des machines-outils. Les conséquences de l'automatisme sont envisagées à tous les échelons, de la direction au manœuvre non spécialisé. Cet ouvrage constitue une excellente introduction à des ouvrages plus complets ou à des études plus détaillées, tels que ceux qui sont mentionnés dans l'abondante bibliographie qui l'accompagne.

R.O.E.

Calculateurs analogiques répétitifs, par Rajko TOMOVIC. Un vol., 186 pages, 94 figures, 6 tableaux (Masson, Paris, 1958). Cartonné : 3 000 F.

Cet ouvrage est le premier à paraître dans une série internationale de monographies publiées sous les auspices de l'Association Internationale pour le Calcul analogique.

L'étude est consacrée entièrement aux problèmes des analyseurs différentiels répétitifs. La première partie traite de la théorie, stabilité et précision des analyseurs différentiels. L'auteur y expose les principes de la solution des problèmes mathématiques aux équations différentielles par la voie analogique et les principes de l'analyse des erreurs des analyseurs différentiels.

Outre les résultats théoriques, l'auteur insiste sur les critères pratiques pour évaluer la précision de la solution obtenue par la machine analogique.

La deuxième partie est consacrée à la réalisation des éléments de calcul et des installations complètes. Seules les réalisations purement électroniques sont traitées qui présentent en principe une largeur de bande supérieure à celle des montages électromécaniques. Une pleine attention est donnée à la partie non linéaire des analyseurs, avec un paragraphe spécial sur les opérateurs universels non linéaires. Les systèmes de mesure des solutions répétitives sont étudiés à part.

La troisième partie est consacrée aux exemples d'application des machines répétitives. Un chapitre y est consacré aux applications de la technique répétitive à des vitesses de répétition montant jusqu'aux dizaines de kilocycles (analyseurs différentiels ultra-rapides). Les manières très variées d'utilisation de la technique répétitive, ses larges possibilités d'application et la rapide expansion de ces machines confirment la nécessité de cette étude, qui intéresse tout autant les techniciens des machines analogiques que leurs utilisateurs.

R.O.E.

Courants alternatifs, ondes hertziennes, par P. FLEURY et J.P. MATHIEU. Un vol. 16 × 25 cm, 386 p., 427 fig. (Eyrolles, Paris 1958). Relié : 4 900 F.

Ce volume constitue, avec celui déjà paru sur l'électrostatique, les courants continus et le magnétisme, un traité d'électricité de présentation moderne. Comme dans les autres ouvrages de cette collection, on a insisté sur les aspects expérimentaux et sur les applications, en cherchant à donner aux développements théoriques indispensables la forme la plus aisément utilisable.

Une première partie est consacrée aux courants dont la variation en fonction du temps n'est pas extrêmement rapide, ou qui ne circulent pas dans des circuits de très grandes dimensions, ce qui permet, pratiquement, de leur appliquer à chaque instant les lois des courants continus, en tenant compte des effets d'induction et de capacité. Le cas particulièrement important des courants sinusoïdaux est traité de façon approfondie : on fait appel, notamment, aux images concrètes que fournissent les représentations vectorielles, ainsi qu'aux fonctions complexes lorsqu'elles permettent d'abréger notablement les calculs.

L'étude d'éléments comme les tubes électroniques et les semiconducteurs conduit à celle des redresseurs statiques. On considère ensuite les circuits électriques couplés, particulièrement les transformateurs, les oscillateurs électromécaniques, puis la transmission des courants alternatifs par les lignes de grande longueur. L'obligation de tenir compte des phénomènes de propagation avec une célérité finie se retrouve dans l'étude des ondes hertziennes et des télécommunications sans fils.

L'ouvrage se termine par un exposé des méthodes fondamentales et des principaux instruments de mesures électriques et magnétiques, ainsi que des phénomènes électriques essentiels de la géophysique et de la physiologie.

Comme dans le reste de l'ouvrage, les unités employées sont de préférence celles du système Giorgi ; on s'est appliqué toutefois à faciliter par des indications la tâche du lecteur habitué aux définitions anciennes.

R.O.E.

Instruments électroniques de mesures, par E.H.W. BANNER (Traduit de l'anglais par M. BOUVIER et A. MAITRE). Un vol. 16 × 25 cm, 494 pages, 240 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 5 400 F.

Localisé à l'origine dans le cadre de l'électronique et de la radio, l'instrument électronique de mesure joue actuellement un rôle important dans des domaines très variés : optique, physico-chimie, médecine, construction, etc.

Dans une première partie de ce livre, l'auteur insiste sur les notions de base concernant les éléments fondamentaux de l'instrument électronique de mesure, à savoir :

— l'instrument indicateur, qui peut être un appareil classique à lecture ou à enregistrement, ou bien encore un tube à rayons cathodiques ;

— l'appareil détecteur, qui va de la simple sonde électrique aux délicats détecteurs de radiation ;

— et enfin, l'amplificateur dont la fonction même justifie le développement rapide de l'emploi de l'instrument électronique dans la mesure.

Il rappelle ensuite les éléments de définition des différents tubes électroniques, puis introduit le transistor et surtout analyse quelques circuits de base, que l'on retrouve partout, comme éléments de construction des instruments électroniques.

Dans une seconde partie, les instruments de mesure sont étudiés dans leurs domaines respectifs : instruments de mesures électriques physiques, photoélectriques, radiatifs. Parmi l'ensemble des réalisations, quelques exemples caractéristiques ont été choisis et plus largement décrits.

Ainsi que l'auteur l'indique dans la préface, un tel ouvrage ne saurait être complet. Toutefois, il constitue, sous une forme simple, un guide dont la consultation s'avérera avantageuse à l'étudiant et au technicien, dans de nombreuses branches professionnelles, et facilitera la recherche des solutions à apporter aux problèmes de mesure de grandeurs physiques, mécaniques ou chimiques.

R.O.E.

Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs, par J. QUINET (Préface de C. GUTTON, Membre de l'Institut). Un vol. 16 × 25 cm, 256 pages, 160 figures, 3e édition (Dunod, Paris 1959). Broché : 1 960 F.

Il s'agit d'une nouvelle édition de l'ouvrage, très remaniée et présentée désormais en deux tomes.

Dans le premier tome, actuellement publié, nous trouvons exposée la théorie des imaginaires et son application aux circuits fondamentaux de la radio et des amplificateurs et, en général, aux circuits de l'électronique.

Un certain nombre de nouveaux théorèmes sur les circuits, avec des applications, rend plus facile l'étude des circuits complexes que l'on rencontre maintenant en électronique. Un grand nombre d'exemples numériques aide à comprendre la théorie.

R.O.E.

Précis d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs, par B.L. BOODLET (traduit de l'anglais par R. DESCHAMPS). Un vol. 14×22 cm, 368 pages, 170 figures (Dunod, Paris 1958). Relié toile : 3 300 F.

Le livre constitue pour les ingénieurs électrotechniciens et électroniciens un moyen agréable et rapide de faire le tour de toute l'électrotechnique générale ; ils y pourront rafraîchir leurs connaissances de base et liront avec intérêt même les chapitres dont la matière leur est familière du fait de leurs travaux.

On notera que le mode d'exposition adopté consiste à donner en premier lieu une explication qualitative du mécanisme des phénomènes ; ensuite seulement viennent les calculs. Un soin particulier est apporté à distinguer ce qui est immédiatement donné par l'expérience de ce qui est déduit par raisonnements d'une hypothèse dont la validité est finalement constatée par l'accord des conséquences qu'on en tire avec le réel.

L'ouvrage fait exclusivement usage du système MKSA rationalisé et la simplicité qui en résulte dans les formules donnera aux ingénieurs plus de facilité pour procéder à des vérifications numériques.

R.O.E.

Evacuation et récupération de la chaleur des réacteurs nucléaires, par R. ALAMI et P. AGERON. Un vol. 16 × 25, 256 pages, 158 figures (Dunod, Paris 1959). Relié : 2 900 F.

Le but de cette « Introduction au Génie Nucléaire » est d'initier le lecteur aux bases scientifiques fondamentales sur lesquelles repose la technologie des piles.

Si ces principes sont, à l'heure actuelle, connus dans leur ensemble, ils ont cependant soulevé lors de leur mise en application un certain nombre de problèmes d'un caractère original dus à la nature particulière du phénomène de la fission et des divers rayonnements associés qu'elle engendre, qui rendaient nécessaire cette mise au point.

Dans cet ensemble, qui comprend trois tomes, les auteurs traitent des principes généraux de la conception du calcul, de la structure et du fonctionnement des nouvelles génératrices d'énergie que sont les réacteurs nucléaires. On notera que ces ouvrages ne font appel qu'à des notions classiques de mathématiques.

Le troisième tome, qui fait l'objet de cette analyse contient, dans un premier chapitre, tout ce qui a trait au refroidissement des réacteurs : procédés, méthodes de calcul et formules applicables lors de l'établissement d'un projet, différents guides de refroidissement et nombreux exemples d'application.

Dans le second chapitre, les auteurs rappellent les cycles thermodynamiques utilisés ou utilisables dans les turbines à vapeur et à gaz et terminent par la description du cycle de fonctionnement d'une centrale électro-nucléaire à turbine à gaz.

Vient ensuite la description détaillée de quelques circuits thermiques afin que le lecteur puisse se rendre compte des dimensions des différents organes et se familiariser avec les facteurs thermiques des installations construites ou en cours de construction.

Le dernier chapitre est consacré au problème des contraintes thermiques qui prennent naissance dans les éléments de combustible.

R.O.E.

Dictionnaire de Science et de Technologie nucléaires, par W.E. CLASON. Un vol. 16×25 cm, 916 pages (Dunod, Paris 1959). Relié : 8 500 F.

Ce dictionnaire est établi en six langues : anglais, français, espagnol, italien, hollandais, allemand. Les matières sont classées d'après l'ordre alphabétique des mots anglais.

On notera en outre que la distinction entre les usages anglais et américains est clairement faite ; chaque terme est suivi, sur la même ligne de sa définition en anglais et par les mots correspondants dans les autres langues, respectivement groupées en langues anglo-saxonnes, latines et germaniques.

A la fin de l'ouvrage, une liste alphabétique pour chacune des autres langues donne la référence numérique correspondant aux termes anglais de la liste de base. On trouvera également une liste des abréviations et symboles employés, ainsi qu'une liste d'indications linguistiques, système pratique, car il permet non seulement de trouver un mot que l'on ne connaît pas dans une langue donnée, mais encore de connaître les termes correspondants dans les cinq autres langues.

Bien présenté (index à onglets), commode à manier, ce dictionnaire est un ouvrage de référence dense, d'une valeur permanente pour ses utilisateurs : scientifiques, techniciens, ingénieurs, professeurs, traducteurs, etc.

R.O.E.

Audio Measurements, par Norman H. CROWHURST Un vol. 224 pages. Prix : $ 2.90 (Gernsback Library, New York, 1958).

Cet ouvrage, à caractère pratique, est consacré essentiellement aux mesures en électroacoustique aux fréquences vocales. Les appareillages de mesure, les mesures de base, les amplificateurs sont examinés en détail. L'auteur décrit également les mesures sur les transformateurs de sortie, les préamplificateurs, les têtes de lecture, les microphones, les enregistreurs à bandes, etc.

R.O.E.

Atome et Industrie — Atome et Droit. (Publié en France par la Société de Publications Scientifiques - 6, rue de la Gare, Annemasse - Hte-Savoie).

Nous avons déjà annoncé la publication de ces ouvrages présentés sous la forme de feuillets mobiles permettant une mise à jour périodique. Les premiers feuillets viennent de paraître. En ce qui concerne plus particulièrement « Atome et Industries » les feuillets ont trait aux Réacteurs, aux Eléments des Réacteurs et à quelques Applications Energétiques (moteurs propulsifs). Toute une série de nouveaux feuillets est en préparation sur les Radio-éléments. Rappelons que chaque feuillet, signé et daté, est établi par une personnalité qualifiée.

« Atome et Industrie » veut avant tout être une œuvre d'utilité pratique et renseigner sur l'évolution, pour ainsi dire quotidienne, de l'énergie nucléaire, ses vastes champs d'applications nouvelles et individuelles dans l'industrie, sur les recherches réalisées dans le domaine des réacteurs, sur l'utilisation des radio-éléments, sur les problèmes nouveaux que posent le droit et la santé en relation avec l'atome.

Des explications scientifiques essentielles, nécessaires à la compréhension des sujets pratiques, ne sont pas négligées, si les problèmes de théorie physique et de chimie pures ont été évités.

R.O.E.

Aide-Mémoire Dunod. Radiotechnique et télévision. par H. ABERDAM. 2 vol. 10 × 15 cm (Dunod, Paris 1959). Prix': 580 F chaque.

Ces deux volumes, depuis longtemps épuisés, viennent reprendre place dans la collection des Aide-Mémoire Dunod ; ils sont destinés aux ingénieurs, agents techniques, élèves des écoles techniques et dépanneurs radio.

Parmi les questions traitées, citons le « code Q » des amateurs émetteurs, le code Morse, les codes des couleurs pour condensateurs et résistances.

L'auteur a consacré, d'autre part, une partie importante de l'ouvrage à l'amplification Basse-Fréquence, aux mesures en Basse-Fréquence, aux mesures rapides de grandeurs électriques telles que inductance, capacité, résistance, aux caractéristiques pratiques des tubes électroniques.

A signaler également des indications assez détaillées sur la construction des postes de radio et de télévision, des renseignements précis sur le dépannage des postes de radio et des directives intéressantes sur le dépannage des appareils de télévision.

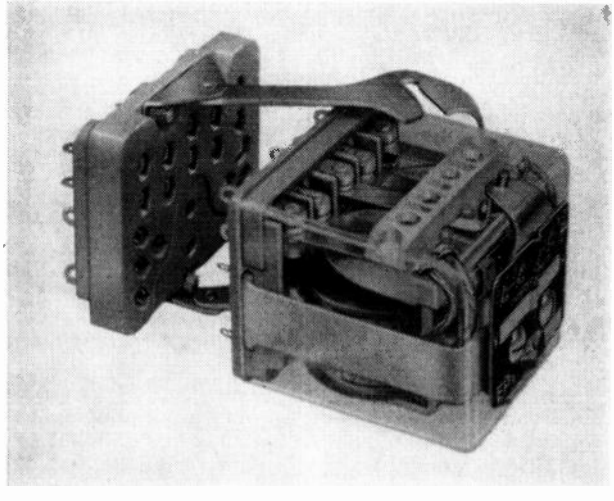
R.O.E.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

NOUVEAUX RELAIS DE FAIBLE ENCOMBREMENT

Les Etablissements M. T. I., 23, rue du Pré-Saint-Gervais, Paris-19e, étendent leur gamme de fabrication et présentent trois nouveaux relais :

— les relais ultra-sensibles ED et EDL : 1 mW pour le type EDL et 3 à 20 mW pour le type ED, dont le pouvoir de coupure est de 0,5 à 1 A.



Relais E P 5 E X des Etablissements M. T. I.

— le relais EP5 (5 pôles inverseurs 5 A) dont la photographie montre la présentation.

— le relais EF (4 pôles inverseurs 2 A).

Ces deux derniers se caractérisent par leur faible encombrement et par leur consommation réduite. Ils sont également peu sensibles aux chocs et aux vibrations, notamment le relais EF qui convient pour l'équipement d'engins mobiles.

Ce constructeur signale d'autre part l'incorporation d'éléments électroniques dans les boîtiers de relais. C'est ainsi que le relais « IBCPS » comporte dans son boîtier normal embrochable (diamètre 31 mm et hauteur 61 mm), le relais unipolaire inverseur 2 A, un transistor, une résistance de polarisation et une photodiode.

REDRESSEURS MINIATURES

La maison SARKES TARZIAN (Ad. Auriema, Inc., 85 Broad Street, New York 4, N. Y., U. S. A. exportateur), spécialisée dans le domaine des redresseurs au silicium, annonce la mise au point et la production de nouvelles diodes de la série « F », de volume remarquablement petit pour leur possibilité.

Sous un faible volume (0,9 × 0,7 cm), ces diodes peuvent être parcourues par un courant continu direct de 750 mA pour une chute de tension d'environ 0,8 volt ; des pointes d'intensité de 75 A peuvent être supportées par l'élément sans détérioration ; ces éléments, livrés avec des tensions inverses maximum de 200, 400 et 600 volts, présentent en outre un courant inverse de l'ordre du microampère, une remarquable tenue aux chocs et aux vibrations. Ils sont utilisables dans un large domaine de température : − 55 °C à + 150 °C.

LES NOUVEAUX TUBES DE LA COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON

Dans le cadre du Salon International de la Pièce Détachée Radio 1959, la Division TUBES de la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON présente ses fabrications courantes et quelques-unes de ses nouvelles réalisations.

En ce qui concerne les tubes d'émission de puissance, on peut noter que la technique des Vapotrons C.F.T.H. a continué à se répandre en Europe et Outre-Atlantique. Les licenciés actuels de C.F.T.H. sont : SIEMENS ET HALSKE, BROWN BOVERI, EDISON SWAN, MACHLETT, GEC et VARIAN aux U.S.A.

La gamme des modèles réalisés à ce jour (15 kW à 300 kW) a bénéficié, depuis le dernier salon, de perfectionnements technologiques importants : toutes les anodes-« ananas » sont monobloc, en cuivre à très haute conductibilité et réalisées par fusion sous vide ; toutes les sorties de grilles sont annulaires.

Un nouveau-venu complète cette gamme du côté des faibles puissances : la triode TH 475 A. Son anode peut dissiper 10 kW

et sa puissance utile, à la fréquence de 40 MHz, sous une tension anodique de 6 500 volts, est de 13 kW en classe C télégraphie et de 11 kW en utilisation industrielle. Un bouilleur-condenseur ultra simplifié, de dimensions extrêmement réduites, permet d'utiliser ce vapotron dans un montage compact.

La triode TH 275 A, munie d'une anode refroidie par air soufflé, est équivalente en caractéristiques électriques au vapotron TH 475 A ; toutefois, la dissipation anodique maximum tolérée est de 7 kilowatts.

Citons également, parmi les tubes refroidis par air soufflé, la tétrode TH 273 pouvant dissiper 7 kilowatts sur l'anode ; ce tube peut travailler à pleine charge jusqu'à 50 MHz.

Dans la catégorie des tubes redresseurs, les nouvelles séries de thyratrons basse tension, à remplissage gazeux, destinés à l'Industrie (TH 6220 A et TH 6250) possèdent, grâce à une technologie améliorée, une stabilité de caractéristiques nettement supérieure aux tubes équivalents de fabrication antérieure. De même, l'ignitron de soudure TH 7140 (fig. 1), grâce à une conception nouvelle,

Fig. 1. — Ignitron TH 7140

fournit sous un encombrement plus réduit des performances supérieures (taux de travail plus élevé) à celles des tubes de la taille D (TH 7040).

Dans le domaine des tubes destinés aux hyperfréquences et récemment développés, il faut noter : un klystron de 50 kW (bande S), une version améliorée du magnétron TH 4J50, le TH 4J50 A spécialement destiné aux matériels aéroportés (fig. 2) et deux modèles de duplexeurs à rideau prévus pour des puissances de 2 MW crête et de 5 MW crête. Ces duplexeurs qui équipent des radars de série présentent une grande sûreté de fonctionnement et une largeur de bande pouvant atteindre 15 %.

Le thyratron à hydrogène TH 6587, version améliorée du tube TH 6522 (5 C 22), convient aussi bien aux modulateurs de radars qu'à l'usage industriel (fig. 3). Sous un encombrement plus réduit, il peut travailler à des fréquences de répétition plus élevées (courant moyen plus fort) que le modèle précédent.

Dans la bande X signalons que le klystron TH 6116, à accord thermique, est passé dans le domaine des fabrications courantes ainsi que les TR à shutter 3 cm simple et double TH 6615 et TH 6596.

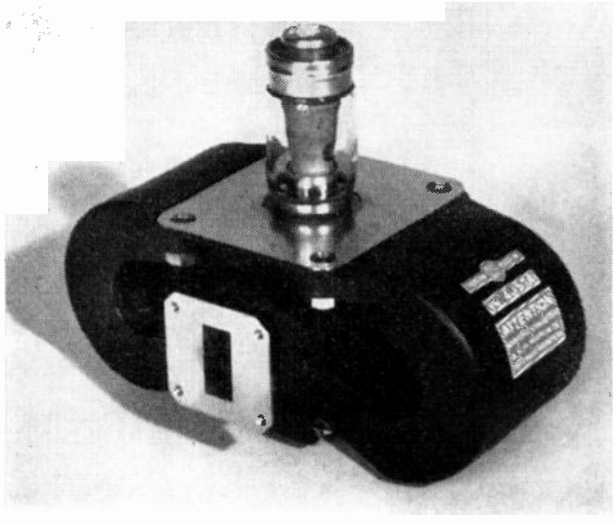


Fig. 2. — Magnétron TH 4J 50A.

Enfin la C.F.T.H. présente désormais une gamme complète de tubes pour radars 5 cm (magnétrons, klystrons, TR).

On connaît déjà l'amplificateur de luminance TH 9400 adapté aux problèmes de radioscopie ; l'apparition du nouveau tube TH 9410, à réponse orthochromatique, permet d'étendre à l'ultraviolet le domaine d'application des amplificateurs de luminance. Cet amplificateur de luminance (ou transformateur d'image) est composé d'une couche photosensible de grande surface qui transforme le rayonnement lumineux incident en électrons ; en frappant une cible fluorescente, les photoélectrons accélérés et focalisés donnent une image inversée de dimensions réduites et dont la luminosité est nettement accrue par rapport à celle de l'image

Fig. 3. — Thyratron TH 6587.

fournie sur la couche photosensible. Le champ objet sur le tube est de 110 mm, le champ de l'image de 12 à 15 mm ; couleur de l'image : jaune vert.

La résolution centrale est supérieure à 600 points.

La sensibilité spectrale du tube TH 9410 (réponse type S4 RETMA) présente un maximum vers 4 000 Å (proche ultraviolet), sa limite supérieure se place vers 7 000 Å. Le gain en luminance est de 2 000 en lumière blanche à 2 870° K, un gain de 3 000 est atteint pour un éclairement actinique en lumière bleue.

Dans le domaine des tubes de prise de vue, la C.F.T.H. présente un nouveau vidicon : TH 9804, semblable au vidicon 7038 R.C.A. Ce tube, grâce à une technologie appropriée, offre par rapport aux vidicons classiques TH 9801 (industriel) et TH 9800 (télécinéma) une sensibilité plus forte et une homogénéité de signal qui le rendent bien adapté aux différentes applications de la télévision en circuit fermé et de télédiffusion.

Toujours dans le domaine des tubes « image » ; la C.F.T.H. réalise également des tubes « Monoscope » munis des mires françaises ou étrangères, en particulier pour la Télévision Belge et la Télévision Polonaise.

COMMUNIQUÉS

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LES TRANSISTORS
Londres, 21-27 mai 1959

La Radio and Telecommunication Section de l'Institution of Electrical Engineers a dû avancer de quelques jours le Congrès International, précédemment annoncé, sur les transistors et les autres éléments à semi-conducteurs (International Convention on Transistors and associated semi-conductor devices). Ce Congrès se tiendra à Earl's Court du 21 au 27 mai 1959.

En liaison avec le Congrès aura lieu une Exposition Technique Internationale sur les transistors et les autres éléments à semi-conducteurs ; différents aspects seront évoqués, notamment la fabrication, l'utilisation, la recherche et le développement. Cette exposition, qui sera ouverte pendant toute la durée du Congrès, se tiendra aussi à Earl's Court.

Les personnes désireuses d'assister au Congrès sont priées de s'adresser à : The Secretary, The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London, W. C. 2 (TEMple Bar 7676). Les exposants éventuels sont priés de s'informer auprès de : Industrial and Trade Fairs Ltd., Drury House, Russell Street, London, W. C. 2 (TEMple Bar 3422), que l'Institution of Electrical Engineers a chargé d'organiser l'exposition.

3me CONGRÈS INTERNATIONAL D'ACOUSTIQUE

Au cours d'une réunion tenue en 1953, l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée avait décidé que des congrès internationaux d'acoustique se tiendraient tous les trois ans, sous les auspices de la Commission Internationale d'Acoustique rattachée à cette Union.

Ainsi, le premier congrès eut lieu à Delft (Pays-Bas) en 1953, le deuxième congrès s'est tenu en 1956 à Cambridge (Etats-Unis). Le troisième congrès aura lieu à Stuttgart (Allemagne) du 1er au 8 septembre 1959.

Ce congrès, naturellement placé sous l'égide de la Commission Internationale d'Acoustique, est organisé par la Société Allemande de Physique et par la Société Allemande des Ingénieurs.

Ce congrès sera divisé en trois sections spéciales qui auront pour thème général :

a) Acoustique physique sous tous ses aspects.

b) Electroacoustique et acoustique des salles.

c) La lutte contre le bruit et les vibrations dans tous les domaines.

La durée des conférences sera strictement limitée à 15 minutes de façon à permettre une discussion suffisamment fructueuse.

Toutes les langues seront en principe admises, mais les organisateurs recommandent d'utiliser de préférence les langues allemande, anglaise et française.

Toutes les personnes désireuses d'obtenir des renseignements relatifs à cette importante réunion peuvent s'adresser à l'organisme suivant :

Institut Fur Nachrichtentechnik
Technische Hochschule
Akustik Kongress
Stuttgart

Il est demandé aux conférenciers de bien vouloir faire parvenir le titre de leur exposé à l'adresse précédente avant le 15 mai 1959 et d'y joindre, en trois exemplaires, un sommaire de 10 lignes dactylographiées environ.

SALON TECHNIQUE DE LA RADIO A NEW-YORK

A l'occasion du Salon Technique de la Radio à New-York en Mars prochain un voyage d'Etude à l'intention des Ingénieurs, des Techniciens-Radio et des distributeurs d'Appareils Radio et Télévision, a été organisé.

Celui-ci aura lieu du 21 Mars au 4 Avril 1959 et le thème en sera : « Electronique, Radio et Télévision aux U.S.A. ».

Les participants pourront, pendant la première semaine du séjour choisir l'un des deux groupes suivants :

— Groupe A, réunissant les Ingénieurs et Techniciens Radio.

— Groupe B, réunissant plus spécialement les distributeurs d'appareils radio et télévision.

A partir du 27 Mars, un programme commun réunira les groupes A et B pour continuer ce voyage vers Washington, Chicago (visite de Motorola, Zenith et Admiral), Racine (visite de la Webster Electric), Buffalo, Batavia (visite de la Sylvania Electrical Products), Rochester (visite de Stromberg, Carlson) et retour à New-York le 3 avril pour l'embarquement vers la France.

Les participants à ce voyage bénéficieront de conditions financières particulièrement intéressantes.

Tous renseignement et programme seront fournis sur demande par l'Agent Officiel pour la France :

Riss et Cie, Voyages, 68, avenue des Champs-Elysées, Paris (8e). BAL. 59-40, poste 9.

FOIRE INTERNATIONALE DE HANOVRE

A l'aube du Marché Commun, la « Foire Industrielle d'Allemagne » bien connue sous le nom de

Foire Internationale de Hanovre

réunira du 26 avril au 5 mai 1959, en une seule manifestation : la Foire Technique et la Foire Commerciale.

En 1959, environ 4 400 exposants, tous producteurs, dont plus de 600 étrangers, participeront à cette grande Foire.

Les deux groupes les plus importants sont ceux des Industries Mécaniques et Transformatrices, englobant la Construction de Machines de toutes sortes ; et des Industries de la Construction Electrique (Electrotechnique, Electronique, Electroménager).

Il est intéressant de noter que la France cette année conservera la première place parmi les exposants étrangers et qu'elle sera en tête également des visiteurs du monde entier qui se rendront à Hanovre en 1959.

Pour tous renseignements, cartes de légitimation, catalogues préliminaires et officiels, réservation de chambres, formalités de voyages, etc., s'adresser à :

FOIRE INTERNATIONALE DE HANOVRE
16, rue Vézelay, Paris (8e)
EURope 35-39 et 51-72

WRH

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LA PROPAGATION DES ONDES RADIOÉLECTRIQUES

Liège (Belgique) 6-11 Octobre 1958

Un colloque international sur les problèmes de propagation des ondes s'est tenu à Liège, au début d'octobre, organisé par le groupe des Postes et Télécommunications de l'Exposition de Bruxelles 1958.

Une soixantaine de communications ont été présentées devant environ 200 participants d'une vingtaine de pays de l'Est et de l'Ouest.

Parmi ces communications, on peut retenir en particulier deux sujets importants qui ont fait l'objet d'un apport intéressant, les problèmes de propagation troposphérique à grande distance et les problèmes de réflexions sur les traînées ionisées.

***

En propagation troposphérique, MM. AMES, MARTIN et ROGERS de l'U.S. Air Force Cambridge Research Center ont fait état de résultats expérimentaux obtenus par réception en avion d'un émetteur en ondes entretenues de 40 kW dans la bande des 200 Mc/s. La réception a été assurée jusqu'à des distances de 1 500 km. Les résultats ont montré une décroissance à peu près continue du champ jusqu'à 1 000 km environ, mais au-delà, et jusqu'à la limite, un niveau sensiblement constant. Ce phénomène semble être dû à l'intervention à grande distance d'un processus ionosphérique tel que la diffusion.

Dans le domaine des équipements, M. MACKEY du Rome Air Development Center a présenté les résultats actuellement obtenus par l'utilisation d'amplificateurs paramétriques dans les équipements de liaisons à grande distance ; facteur de bruit de 2 dB jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1 000 Mc/s. Les recherches du Centre ont également porté sur le système de modulation. Sa position actuelle est de préconiser l'emploi de la modulation de fréquence pour les liaisons à large bande (grand nombre de voies ou télévision) et la bande latérale unique pour les liaisons à faible nombre de voies et à portée maximum. Le Centre a étudié en outre l'emploi de la diversité angulaire en liaison transhorizon. Ce procédé, utilisant un double lobe de rayonnement, permet une réduction du nombre d'antennes.

Dans le domaine théorique de l'interprétation du processus de propagation transhorizon, MM. DU CASTEL, MISME et VOGE du Centre National d'Etudes des Télécommunications ont présenté les éléments d'une théorie basée sur un phénomène de réflexion des ondes sur les irrégularités atmosphériques et non plus de diffusion comme la théorie classique. Ces irrégularités seraient caractéristiques d'un feuilletage permanent de l'atmosphère de plus ou moins grande amplitude. Cette théorie serait susceptible d'une meilleure interprétation des résultats expérimentaux que la théorie de la diffusion. Les expériences de rotation rapide d'un lobe d'antenne étroit, par une méthode interferromagnétique, présentées par M. WATERMAN, du Standford Electronics Laboratory, semblent apporter une confirmation de ce point de vue. A l'échelle instantanée le phénomène de propagation ne ferait apparaître que certains points réfléchissants : mais une sommation dans le temps permettrait d'interpréter ce phénomène comme un phénomène de diffusion. Les études des caractéristiques statistiques des fluctuations observées sur des liaisons transhorizon. présentées par M. BECKMANN, de l'Académie des Sciences de Tchécoslovaquie, peuvent également être interprétées dans le même sens.

***

Les phénomènes de réflexions des ondes sur les traînées ionisées provenant des météores ont fait l'objet de plusieurs communications. Les études dans ce domaine s'inscrivent dans la recherche de communications à grande distance.

Des études expérimentales sur la nature des échos météoriques et leurs propriétés ont été présentées par MM. HERITAGE, WEISBROD et FAY de Smyth Research Associates et par MM. KEARY et WIRTH de l'U.S. Navy Electronic Laboratory. Les difficultés actuelles dans l'interprétation théorique de ces échos, le rôle respectif des météorites et des phénomènes ionosphériques dans la couche E, ont été discutées par MM. GREENHOW et NEUFELD de l'Université de Manchester et M. ISTED de la Société MARCONI. L'application du phénomène à des communications (à faible capacité d'information), sur des distances de 500 à 2 000 km à des fréquences de l'ordre de 30 à 50 Mc/s, a fait l'objet d'une communication de MM. OTTEN et DROUILHET du Wright Air Development Center.

On peut dégager de ces exposés la constatation qu'un tel mode de propagation peut être utilisé pour des liaisons à grande distance, et présente un intérêt particulier pour des liaisons entre une station fixe et des stations mobiles lointaines de faibles dimensions. Cependant la capacité de telles liaisons est limitée.

CONGRÈS INTERNATIONAL DE L'AUTOMATIQUE

Le Comité d'Organisation du « Congrès International de l'Automatique », tenu à Paris du 18 au 24 Juin 1956, annonce la sortie très prochaine des Actes du Congrès.

Ces Actes sont édités, après un très long retard qui ne diminue pas pour autant l'intérêt de cette publication, par les Presses Académiques Européennes, 98, Chaussée de Charleroi à Bruxelles.

Le prix de souscription est de 800 F Belges.

OFFRE D'EMPLOI

0.123. — **INGÉNIEUR PHYSIQUE ET CHIMIE** si poss. spécialiste des SEMI-CONDUCTEURS — pour recherches et mise en production — Usine Paris. Ecr. GEAD, 79, faubourg Poissonnière 9e.

LES ÉDITIONS CHIRON *présentent :*

Un livre de base sur la théorie et la technique des liaisons hertziennes et des systèmes modernes de modulation.

A basic book on the theory and the technique of radio links and modern systems of modulation.

FAISCEAUX HERTZIENS
ET
SYSTEMES DE MODULATION

par

L. J. LIBOIS

Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Etudes des Télécommunications
Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

PRÉFACE
de
P. MARZIN

Ingénieur Général des Télécommunications
Directeur du Centre National
d'Etudes des Télécommunications.

Un ouvrage de 512 pages 15 × 24 cm, 204 figures, de nombreuses photographies, relié pleine toile, fers spéciaux. — Prix : 6 200 francs plus port s'il y a lieu.

Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris (6e)

Malgré le développement considérable pris par la technique des faisceaux hertziens et des nouveaux systèmes de modulation, il n'existait jusqu'à présent, dans la littérature internationale, aucun ouvrage de base traitant l'ensemble de ces questions. Le livre que présentent aujourd'hui les Editions Chiron comble heureusement cette lacune : l'auteur y passe en revue les problèmes fondamentaux que posent aux ingénieurs l'étude, la réalisation et l'exploitation des faisceaux hertziens (qualité de transmission, spécification des systèmes, propagation des ondes, technique générale des équipements...) ; il y étudie également très en détail tous les systèmes actuels de transmission de l'information, depuis la modulation d'amplitude jusqu'aux procédés les plus récents de modulation codée. La question des distorsions et des bruits, dans les différents systèmes de modulation, que l'on peut considérer comme la question-clef du problème général de la transmission, fait en particulier l'objet d'études approfondies.

A ce titre, le présent ouvrage intéressera non seulement les ingénieurs et les techniciens des télécommunications, mais également tous ceux qui désirent aborder l'étude détaillée des systèmes modernes de transmission de l'information : des exemples, notamment, sont donnés sur les possibilités variées offertes par les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps.

L'auteur, qui a participé aux Conférences Internationales (C.C.I.F. — C.C.I.R. — C.C.I.T.T.) qui ont jeté les bases de la normalisation des faisceaux hertziens, a tenu en outre à rappeler les points essentiels de cette normalisation et à souligner l'importance que présente la question des spécifications de qualité.

Ajoutons enfin que chaque chapitre comporte une importante bibliographie : il y a plus de 300 références bibliographiques pour l'ensemble de l'ouvrage.

La presse technique internationale a réservé un accueil très favorable à cet ouvrage, comme en témoignent les analyses reproduites ci-après. Ces analyses, nous l'espérons, permettront aux personnes intéressées de mieux se rendre compte de la structure et des qualités générales de l'ouvrage.

⁂

RADIO LINKS AND MODULATION SYSTEMS
by L.J. LIBOIS

The work which is published today by Editions Chiron will be welcomed by telecommunication engineers and technicians : all the fundamental problems of radio links and systems of modulation are examined in detail (transmission quality, system requirements, modulation processes, wave propagation, and general apparatus techniques...)

The various types of modulation, from amplitude to the most recent types of code modulation, are dealt with fundamentally and in detail ; the basic considerations of distortion and noise are, in particular, covered in a comprehensive manner.

It follows that this work must interest all those desirous of improving their knowledge of the theory and practice of modern transmission systems and of the very wide scope development of these systems.

The international technical press has given a very favourable reception to this publication as demonstrated by their criticisms produced below. These criticisms we hope will enable interested people to form a better opinion of the contents and general qualities of the publication.

ÉDITIONS CHIRON, PARIS-VIe

PROCEEDINGS OF THE I.R.E. Novembre 1958 (New York).

The purpose of the author is to present in one book the basic principles connected with the modern design of radio link. L. J. Libois, professor at the Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, has taken an important part in the development of radio link techniques in France. He considers the classification of short-wave radio links to be more determined by the method of modulation than by the frequency assignment. That is the reason why modulation systems with their comparative merits and multiplexing in frequency and time division are considered extensively in this book.

The book is divided into ten chapters : Historic — Characteristics of audio and video signals — Information theory and amplitude modulation — Principles of frequency modulation — Linear and nonlinear distortion in frequency modulation — Theory of pulse modulation systems — Theory of time multiplex — Quantizing coding and delta modulation — Propagation, attenuation, choice of a site — Fundamental equation of a radio link system. The author's treatment is mainly theoretical.

One chapter is devoted to definitions of input signals, *i.e.*, telegraphy, telephony, multiplex telephony, normal broadcasting, high quality broadcasting, and television (819 lines). It contains complete definitions according to the norms published by the Comité Consultatif International de Télégraphie et Téléphonie (C.C.I.T.T.), and therein provides extremely useful material.

In chapters 4-8 distortions and signal-to-noise ratios peculiar to each system of modulation are fully analyzed in view of their application to the design of radio links.

After a classical chapter on propagation, the author shows with great clarity the influence of the fundamental parameters defined in the preceding chapters on the prediction of the performance of a radio link.

The text is very clear, concise, and easy to read. All lengthy demonstrations are reported in annex at the end of each chapter, which is followed by a succinct bibliography, mostly limited to recent publications.

J.B. Lair.

ELECTRONIC ENGINEERING. Octobre 1958 (London).

The author is an engineer specializing in multi-channel radio links at the National Centre for Telecommunication Studies near Paris. The book deals with the fundamental problems in the design of line-of-sight radio links for multichannel telephony, telegraphy and television, describing in particular the various systems of modulation. Tropospheric scatter communication is specifically excluded, but readers are directed towards suitable information on this subject.

The chapters on modulation which form the middle two-thirds of the book are sandwiched between introductory chapters on the history of radio links, with a statement of the system performance requirements and distribution of frequency channels recommended by CCITT, and final chapters on propagation, fading, diversity and signal-to-noise ratio. It will depend upon the outlook of the reader whether the mathematical centre or the more practical outer parts of the sandwich are of greater value.

The introductory and concluding parts of the book present the fundamental considerations for the design of multichannel radio systems in a very clear way which the system-planing engineer will find of value. The chapter on propagation places proper stress on the way in which it can influence the performance of radio links ; the sections on signal-to-noise ratio and the general design of equipment are also well presented. The problem of transmitting television pictures over links is discussed in relation to the parameters of the French monochrome system.

The central part of the book is devoted to types of modulation for multi-channel links. After a theoretical discussion of basic information theory and modulation principles, frequency and pulse modulation are dealt with. Problems are considered in a fundamental algebraic way, and more space could have been devoted to practical considerations. The reader could be assumed capable of calculating how a variable reactance can modulate the resonant frequency of a tuned circuit without the basic calculation on pages 131-2. This space could well be devoted to more practical details of reactance tube modulators. The circuit diagrams would be improved if values of components were given for a particular design.

The different forms of pulse modulation are described, including pulse-code modulation systems. The section on delta-modulation forms an excellent introduction to the subject.

The material is well arranged and illustrated, with some mathematical derivations transferred to appendices at the ends of chapters. After Chapter II, appendices on definitions of terms and some distortion measuring methods are also included. At the end of each chapter is a reference section, a useful number of papers in English being included.

This book will be of value to a specialist in radio-link work who is able to use a mathematical approach to produce answers adaptable to engineering requirements.

G.L. Grisdale.

NACHRICHTEN TECHNISCHE ZEITSCHRIFT. Octobre 1958 (Braunschweig).

Der Titel des vorliegenden Buches bietet Gelegenheit zu der erfreulichen Feststellung, dass durch die in Frankreich gebräuchliche Bezeichnung « Faisceaux Hertziens » dem Entdecker dieser Wellen, *Heinrich Hertz*, die gebührende Ehrung zuteil wird, während in Deutschland nur sachliche Benennungen verwendet werden. Zur Kennzeichnung des Buches sei gesagt, dass es eine sehr umfassende Darstellung der Richtfunkverbindungen wiedergibt, wobei die Anwendungsseite am stärksten betont ist, doch auch die Grundlagen und Formeln sehr geschickt eingearbeitet sind, so dass der Leserkreis weit gezogen werden kann. Die Aufteilung geschieht nach Modulationssystemen. An Hand derselben kann man einen guten Einblick in das Verhalten der ultrakurzwellen erhalten. Im I. Kapitel wird die Entwicklung von Richtfunkstrecken in den verschiedenen Staaten beschrieben und verschiedene französische Stationen gezeigt, nebst einem Plan der in Frankreich vorhandenen und geplanten Richtfunkstrecken. Das II. Kapitel befasst sich mit den allgemeinen Telephonie- und Fernsehsignalen, der Güte eines Übertragungsweges und den Mehrfachtelephoniesystemen, während sich das III. Kapitel den allgemeinen Problemen der Modulation widmet und die Informationstheorie heranzieht. Die Grundlagen der Frequenzmodulation unter Einbeziehung der doppelten Modulation und der Bandpressung behandelt Kapitel IV. Kapitel V ist den linearen und nichtlinearen Verzerrungen, den Störungen und dem Rauschen gewidmet. Ausführlich wird in Kapitel VI die Theorie der Impuls-Modulationssystem wiedergegeben. Die Impulsspektren, das Signal-Rausch-Verhältnis, Verzerrungen und Übersprechen bei Impuls-Amplituden-, -Längen- und -Lagen-Modulation werden beschrieben. Kapitel VII wendet sich zur Technik der Mehrfachübertragung mit zeitlicher Aufteilung. Kapitel VIII gibt einen Überblick über die Quantifizierung und Codierung von Nachrichten und erläutert die wichtigen Impuls-Code-Modulationssysteme. Die Ausbreitung einer Welle in der Troposphäre, ihre Dämpfung und ihre sonstigen Veränderungen ist der Inhalt von Kapitel IX. Kapitel X bringt grundlegende Betrachtungen der Richtfunksysteme, u. a. über das Rauschen, und erörtert die technische Entwicklung mit einem Ausblick auf die Zukunft. Ausführliche Literaturzusammenstellungen bei jedem Kapitel, die zahlreichen Bilder, sowie die mathematischen Ergänzungen in den Anhängen runden das Buch vorteilhaft ab.

Herzog.

ONDE ÉLECTRIQUE. Mai 1958 (Paris).
ANNALES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS. Juillet 1958 (Paris).

Cet ouvrage préfacé par M.P. Marzin directeur du Centre National d'Etudes des Télécommunications est le premier ouvrage traitant de l'ensemble des problèmes que pose l'établissement des liaisons par faisceaux hertziens, en particulier des différents systèmes de modulation, et de la détermination des bruits et distorsions apportés par chacun de ces systèmes.

L'auteur, qui depuis plus de dix ans a guidé les premiers pas, puis le développement du réseau de liaisons hertziennes de l'administration des P.T.T., était particulièrement bien placé pour brosser ce vaste panorama de la technique des faisceaux hertziens, et dans cet ouvrage il nous fait bénéficier à la fois de ses travaux personnels et de l'expérience qu'il a acquise par la connaissance approfondie d'un grand nombre de matériels radioélectriques de types les plus divers.

Le premier chapitre de l'ouvrage est un historique du développement des faisceaux hertziens depuis l'origine, en France et à l'étranger. Vient ensuite un chapitre fort important, consacré à l'examen des différents signaux qui peuvent être transmis par les liaisons hertziennes, des qualités que doivent présenter les voies de transmission de ces divers signaux (voie téléphonique, multiplex téléphonique, voie de télévision, voie radiophonique, voie télégraphique) et des signaux d'essai permettant le contrôle de ces qualités.

Le chapitre troisième est une vue d'ensemble des différents procédés de modulation, en liaison avec la théorie de l'information ; il comporte également une étude particulière de la modulation d'amplitude, considérée comme système de référence.

Les deux chapitres suivants sont consacrés à l'étude de la modulation de fréquence : étude analytique, spectre, réalisation des modulateurs et démodulateurs, protection contre les bruits, systèmes à double modulation de fréquence, compression de fréquence (chapitre IV) ; divers types de distorsion, bruits d'intermodulation dans les multiplex téléphoniques, perturbation des régimes transitoires en télévision (chapitre V).

De même, deux chapitres sont ensuite consacrés à la modulation d'impulsions en amplitude, en durée et en position : étude de l'échantillonnage, des spectres, protection contre le bruit, distorsion et diaphonie (chapitre VI) ; dispositifs techniques particuliers aux systèmes à impulsions (distribution dans le temps, synchronisation, modulation), examen des possibilités de ces systèmes et des réalisations actuelles (chapitre VII).

Le chapitre huitième est réservé à l'étude particulière des systèmes à impulsions codées : étude générale de quantification et du codage, spectre, protection contre les bruits, distorsion, bruit de quantification, dispositifs techniques ; il se termine par une étude particulière de la modulation différentielle ou « modulation en delta ».

Dans le chapitre suivant sont examinés les paramètres qui déterminent l'affaiblissement entre émetteur et récepteur : gain des aériens et surtout affaiblissement de propagation, avec ses variations d'une liaison à l'autre selon les conditions géographiques et météorologiques, ses fluctuation (évanouissements) et leurs nombreuses causes ; en conclusion, on indique comment faire le projet d'une liaison hertzienne et comment on peut faire face aux évanouissements de propagation.

Le dernier chapitre est consacré, après une étude approfondie de la notion de facteur de bruit, à l'examen d'une part des caractéristiques fondamentales qui permettent d'établir « l'équation d'un faisceau hertzien » et d'autre part de l'évolution de la technique des faisceaux hertziens, tant en ce qui concerne les équipements radioélectriques eux-mêmes que les installations permettant leur mise en œuvre : bâtiments, énergie, aériens, feeders, aiguillages, systèmes de secours, dispositifs de surveillance et de maintenance.

Il faut souligner la présentation agréable de l'ensemble de l'ouvrage : le plan de chacune des parties est d'une logique clarté, les paragraphes nécessitant un développement mathématique détaillé ont été rejetés en annexe, chaque chapitre est accompagné d'une bibliographie précise et abondante ; l'éditeur a apporté un soin particulier à la reproduction des nombreuses figures (photographies et schémas) et à la présentation des formules ; une table des matières détaillée, un index alphabétique et des repères complets en haut de chaque page permettent la recherche rapide d'un sujet particulier au sein de cet important volume.

Ce livre, qui est plus consacré à l'étude approfondie des principes fondamentaux des systèmes de faisceaux hertziens qu'à la description des dispositifs techniques particuliers actuellement utilisés par ces systèmes, restera longtemps un ouvrage de base pour les jeunes ingénieurs et techniciens qui abordent ce vaste domaine des faisceaux hertziens ; mais il sera également précieux à ceux qui sont familiers de cette technique depuis déjà plusieurs années : ils trouveront un accroissement et une rationalisation de leurs connaissances dans ce domaine.

M. Thué.

REVUE DE L'UNION EUROPÉENNE DE RADIODIFFUSION. Août 1958 (Genève).

Le développement des liaisons de télévision a entraîné un développement correspondant de la technique des faisceaux hertziens, qui, à ce titre, intéresse particulièrement les radiodiffuseurs. Le livre de L.J. Libois, qui fait partie de la Collection Technique et Scientifique du Centre National d'Etudes des Télécommunications de Paris, est un ouvrage de base qui traite de l'ensemble de la question. L'auteur y passe en revue les problèmes fondamentaux que posent aux ingénieurs l'étude, la réalisation et l'exploitation des faisceaux hertziens (qualité de transmission, spécification des systèmes, propagation des ondes, technique générale des équipements...) ; il y étudie également très en détail tous les systèmes actuels de transmission de l'information, depuis la modulation d'amplitude jusqu'aux procédés les plus récents de modulation codée. La question des distorsions et des bruits dans les différents systèmes de modulation, que l'on peut considérer comme la question-clef du problème général de la transmission, fait l'objet d'études approfondies.

A ce titre, le présent ouvrage intéressera non seulement les ingénieurs et les techniciens des télécommunications, mais également tous ceux qui désirent aborder l'étude détaillée des systèmes modernes de transmission de l'information : des exemples, notamment, sont donnés sur les possibilités variées offertes par les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps, auxquels est consacré un chapitre.

L'auteur, qui a participé aux Conférences Internationales (C.C.I.F. - C.C.I.R. - C.C.I.T.T.) qui ont jeté les bases de la normalisation des faisceaux hertziens, a tenu en outre à rappeler les points essentiels de cette normalisation et à souligner l'importance que présente la question des spécifications de qualité.

Ajoutons que l'ouvrage est fort bien présenté et abondamment illustré par plus de 200 figures et de nombreuses photographies, et que chaque chapitre comporte une copieuse bibliographie.

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

Chap. I. — **Origine et développement des faisceaux hertziens.**

Chap. II. — **Caractéristiques générales des signaux de téléphonie et de télévision. Spécification des voies de transmission.**

I. Spécifications de qualité d'une voie téléphonique : Bande de fréquences transmises. — Distorsion de non-linéarité. — Stabilité de l'équivalent de transmission. — Bruits de fond. — Diaphonies intelligible et inintelligible.

II. Les systèmes multiplex téléphoniques : Multiplex à répartition en fréquence. — Groupes primaires, secondaires et tertiaires, ondes pilotes). — Multiplex à répartition dans le temps. — Propriétés statistiques du signal multiplex téléphonique. — Systèmes compresseurs-expanseurs.

III. Le signal de télévision : Qualité de la voie de transmission. — (Adaptation d'impédance, stabilité de l'affaiblissement de transmission, distorsion de non-linéarité rapport signal/bruit, caractéristiques en régime transitoire et en régime permanent).

IV. Signaux radiophoniques : Bande de fréquences transmise. — Distorsion linéaire d'affaiblissement. — Puissance de crête maximum. — Distorsion de non-linéarité. — Bruit de fond. — etc.

V. Signaux télégraphiques.

VI. Signaux d'essai : Téléphonie. — Télévision.

Annexe — I — Rappel de quelques définitions fondamentales.

II. — Calcul du volume correspondant à la puissance moyenne d'une voie téléphonique active.

I. — Répartition des amplitudes d'un bruit à spectre uniforme.

IV. — Signaux d'essai : Mesure des bruits d'intermodulation. — « Signaux types » de télévision.

CHAP. III. — **Aspects généraux du problème de la modulation. Théorie de l'information.**

I. Classification des procédés de modulation : Modulation de la porteuse. — Modulations intermédiaires. — Systèmes les plus couramment utilisés dans les faisceaux hertziens.

II. La modulation d'amplitude, système de référence. Son rôle dans la technique des faisceaux hertziens : Propriétés générales. — Modulation d'amplitude à bande latérale unique. Modulation d'amplitude à bandes latérales asymétriques. — Modulateurs et démodulateurs.

III. Théorie de l'information : Mesure de l'information. — Capacité de transmission. Généralisation et extension de la théorie de l'information.
Annexe — Généralités sur le changement de fréquence en modulation d'amplitude : mise en équation du changement de fréquence. — Changement de fréquence par pentode. — Changement de fréquence par diode.

CHAP. IV. — **Principes généraux des systèmes à modulation de fréquence.**

I. Expression analytique et caractéristiques spectrales d'une onde modulée en fréquence: Modulation de phase. — Modulation de fréquence. — Spectre d'une onde modulée en réquence (modulation sinusoïdale, modulation de forme complexe).

II. Production et détection de la modulation de fréquence : Modulateur de phase. — Modulateurs de fréquence (circuits à réactance variable, systèmes spéciaux, tubes à modulation de vitesse). — Démodulateurs (limiteurs, discriminateurs).

III. Protection contre les bruits et les parasites : Parasites à fréquence pure. — Parasites à spectre continu. — Parasites discontinus. — Préaccentuation et désaccentuation.

IV. Systèmes à double modulation de fréquence et systèmes utilisant la compression de fréquence.

CHAP. V. — **Distorsions linéaires et non linéaires en modulation de fréquence.**

I. Réponse d'un réseau à une onde modulée en fréquence.

II. Distorsions en modulation de fréquence: Non-linéarité des caractéristiques de modulation et de démodulation. — Distorsions dues à une limitation insuffisante. — Distorsions dues aux variations du temps de propagation. — Distorsions non linéaires d'une onde modulée en fréquence à la traversée d'un quadripôle désadapté. — Réflexions dans les lignes de transmission.

III. Composition des différents types de bruits et de distorsions.

IV. Réponse d'un réseau à une onde modulée en fréquence à faible indice : Distorsion linéaire en télévision. — Régime transitoire.

Annexes — I — Réponse d'un réseau à une onde modulée en fréquence. — Régime quasi stationnaire.

II. — Calcul de la distorsion d'une onde modulée en fréquence à la traversée d'un quadripôle désadapté.

III. — Utilisation de la notion de fonction aléatoire dans l'étude des distorsions non linéaires. Bruits d'intermodulation en modulation de fréquence.

CHAP. VI. — **Théorie des systèmes à modulation d'impulsions. Modulations d'impulsions en amplitude, en position, en durée.**

I. Théorie de l'échantillonnage : Fonction d'échantillonnage. — Fréquence d'échantillonnage. — Valeur quadratique moyenne des échantillons d'une fonction. — Changement de forme des impulsions. — Echantillonnage « régulier » et échantillonnage « naturel ».

II. Spectre d'impulsions modulées en amplitude, en position ou en durée : Echantillonnage régulier. — Echantillonnage naturel. — Echantillonnage non périodique. — Propriétés spectrales des différents types de modulation.

III. Détermination du rapport signal/bruit dans les systèmes à modulation d'impulsions en amplitude, en position ou en durée : Echantillonnage idéal. — Impulsions de durée finie (échantillonnage régulier). — Impulsions de durée finie (échantillonnage naturel). — Relations de base permettant le calcul du rapport signal/bruit.

IV. Distorsion et diaphonie dans les systèmes à modulation d'impulsions en amplitude, en position ou en durée : Diaphonie par couplage « basse fréquence ». — Diaphonie par couplage « haute fréquence » (traînage). — Causes diverses de diaphonie.

CHAP. VII. — **Technique générale des systèmes à multiplexage par répartition dans le temps.**

I. Distribution dans le temps.

II. Synchronisation : Formes les plus courantes du signal de synchronisation. — Autres formes possibles du signal de synchronisation.

III. Modulation. — Démodulation. — Convertisseurs de modulation : Modulation d'impulsions en amplitude, en durée ou en position.

IV. Développements et possibilités diverses des systèmes à multiplexage par répartition dans le temps : Multiplex téléphoniques. — Multiplex radiophoniques de haute qualité. — Utilisation de la modulation d'impulsions pour la transmission d'un groupe de voies téléphoniques transposées en fréquence. — Utilisation des multiplex à répartition dans le temps pour des liaisons avec des postes isolés et dispersés. — Réseaux synchronisés.— Multiplex asynchrones. — Utilisations diverses.

Annexe — Les lignes de retard à constantes localisées.

CHAP. VIII. — **Quantification et codage de l'information. Modulation d'impulsions codées et modulation en delta.**

I. Opérations fondamentales et principes généraux de la modulation d'impulsions codées : Opérations fondamentales (codage, codes binaires divers, décodage). — Largeur de bande nécessaire à une transmission en modulation codée. — Protection contre les bruits et les parasites d'origine externe.

II. Distorsion et bruit de quantification: Modulation sinusoïdale. — Modulation par un signal à spectre continu. — Qualités de transmission d'une liaison en modulation codée. — Bruit de quantification admissible. — Compression de la modulation.

III. Technique générale des systèmes à modulation d'impulsions codées : Codeurs. — (codeurs de type parallèle, codeurs de type série). — Décodeurs (décodeurs à circuit RC, décodeurs à ligne de retard). — Dispositifs spéciaux de synchronisation. — Schéma d'ensemble d'un système multiplex à modulation codée.

IV. La modulation en delta ou modulation différentielle : Principes généraux de la modulation en delta. — Distorsions caractéristiques de la modulation en delta. — Technique générale des systèmes à modulation en delta.
Annexe — Calcul de la distorsion due à la quantification d'un signal sinusoïdal.

CHAP. IX. — **Affaiblissement de transmission et propagation des ondes dans la troposphère. Etude d'un parcours de faisceau hertzien.**

I. Affaiblissement en espace libre : Surface effective et gain d'un aérien. — Formule d'affaiblissement en espace libre.

II. Caractéristiques générales de la propagation des ondes de fréquences supérieures à 30 Mc/s environ : Atmosphère standard (rayon apparent terrestre, réflexions sur le sol, diffraction autour des obstacles, absorption des ondes dans la troposphère). — Propagation en atmosphère non-standard. — Evanouissements de propagation (variations de l'indice de réfraction en fonction de l'altitude, facteurs météorologiques, fluctuations du signal radioélectrique).

III. Exploitation des résultats : Coupe de terrain. — Choix des emplacements des stations et des hauteurs d'aériens au-dessus du sol (longueur des sections, dégagement du parcours, protection contre les réflexions sur le sol ou au voisinage du sol, protection contre l'influence des stratifications atmosphériques, propagations anormales entre stations non consécutives). — Possibilités de la réception en diversité d'espace ou de fréquence. — Courbes de répartition du champ. — Détermination de l'affaiblissement total d'une liaison.

Annexes — I — Relation entre le gain d'un aérien et sa surface effective.

II — Propagation des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère standard.

CHAP. X. — **Paramètres fondamentaux et structure générale des systèmes de faisceaux hertziens.**

I. Facteur de bruit : Puissance disponible. — Gain disponible. — Facteur de bruit. — Mesure du facteur de bruit. — Composition des facteurs de bruit.

II. Equation fondamentale d'un faisceau hertzien : Relation entre les paramètres fondamentaux (téléphonie, télévision). — Valeurs caractéristiques des paramètres fondamentaux (affaiblissement de transmission, puissance d'émission, facteur de bruit, excursion de fréquence). — Fréquences caractéristiques d'un faisceau hertzien (plans de fréquences, choix de la structure générale des équipements).

III. Evolution générale de la technique des faisceaux hertziens : Infrastructure des liaisons hertziennes. — Aériens, feeders et aiguillages. — Equipements de faisceaux hertziens. — Sécurité de fonctionnement, maintenance et surveillance des liaisons hertziennes. — Perspectives de développement.

BULLETIN DE COMMANDE

(à découper ou recopier)

Nom (en lettres capitales) .....

Adresse .....

.....

Veuillez m'expédier ..... exemplaires de l'ouvrage **L. J.Libois. Faisceaux hertziens et systèmes de modulation.** — 512 pages — relié pleine toile — au prix de 6.350 francs l'un, port compris, soit au total, ... francs dont vous trouverez le montant ci-joint.

— par chèque bancaire

— par mandat postal

— par virement postal à notre C.C.P. Paris 53-35

A adresser aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris VI^e^

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 1^er^ trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron.

VIENT DE PARAITRE

TECHNIQUES DE L'AUTOMATISME

LES ORGANES DES SYSTÈMES ASSERVIS

PAR

M. PELEGRIN — J. C. GILLE — P. DECAULNE

XIV-464 pages 19 × 27, avec 530 fig., 2e édition
Broché sous jaquette . . . . . 5 200 F
Relié toile sous jaquette . . . . . 5 700 F

VUES SUR L'AUTOMATISME

RAPPORT RÉDIGÉ PAR LE DEPARTMENT OF SCIENTIFIC AND INDUSTRIAL RESEARCH DU ROYAUME-UNI

154 pages 16 × 25, avec 17 figures
Broché sous couverture illustrée. . . . . 1 300 F

LIGNES DE TRANSMISSION ET FILTRES POUR TRÈS HAUTES FRÉQUENCES

PAR

L. LIOT

210 p. 14 × 22, avec 204 fig. et 1 hors-texte
Broché. . . . . 2 700 F

BIBLIOTHÈQUE TECHNIQUE PHILIPS

DÉCHARGES ÉLECTRIQUES DANS LES GAZ

PAR

F. M. PENNING

82 pages 15,5 × 23,5, avec 29 figures
Relié toile sous jaquette . . . . . 1 400 F

Cet ouvrage ne peut être fourni en Belgique, Congo belge Espagne, Italie, Pays-Bas, Suisse

AIDE-MÉMOIRE DUNOD

AIDE-MÉMOIRE DUNOD ÉLECTRONIQUE

PAR

H. ABERDAM

XXX-354-LXIV pages 10 × 15, avec 250 fig.
Relié . . . . . 580 F

DU MÊME AUTEUR

AIDE-MÉMOIRE DUNOD RADIOTECHNIQUE ET TÉLÉVISION

TOME I. — XXX-206-LXIV pages 10 × 15, avec 97 fig.
8e édition entièrement refondue. Relié. . . . . 580 F

TOME II. — XXXIV-226-LXIV pages 10 × 15, avec 155 fig.
8e édition entièrement refondue. Relié. . . . . 580 F

DUNOD, Editeur, 92, r. Bonaparte, Paris-6e

micro-electric

Matériel de précision subminiature pour appareils électroniques
Microphones piézo-électriques
Potentiomètres et commutateurs miniatures
Transformateurs standard et toroïdaux
Supports de lampes miniatures et transistors
Demandez des prospectus sans engagement
MICRO-ELECTRIC S.A. — Zurich 52 — Suisse

TSF TV

La Revue de vos agents techniques Radio et TV

publie chaque mois les meilleures études de circuits, les schémas d'appareils de mesures, les méthodes et conseils des meilleurs rédacteurs français

et

le même mois qu'aux États-Unis

un choix d'articles, adaptés aux normes et aux fournitures du marché français

de

RADIO & TV NEWS

40, rue de Seine, PARIS-6e
— C.C.P. PARIS 53-35 —

Dans toute l'Electronique industrielle, s'utilisent....

LES VARISTANCES

THERMISTANCES - RÉSISTANCES NON LINÉAIRES REDRESSEURS SECS

Pour être au fait de leur fabrication, de leurs caractéristiques, de leurs propriétés, des circuits permettant de les utiliser, lisez

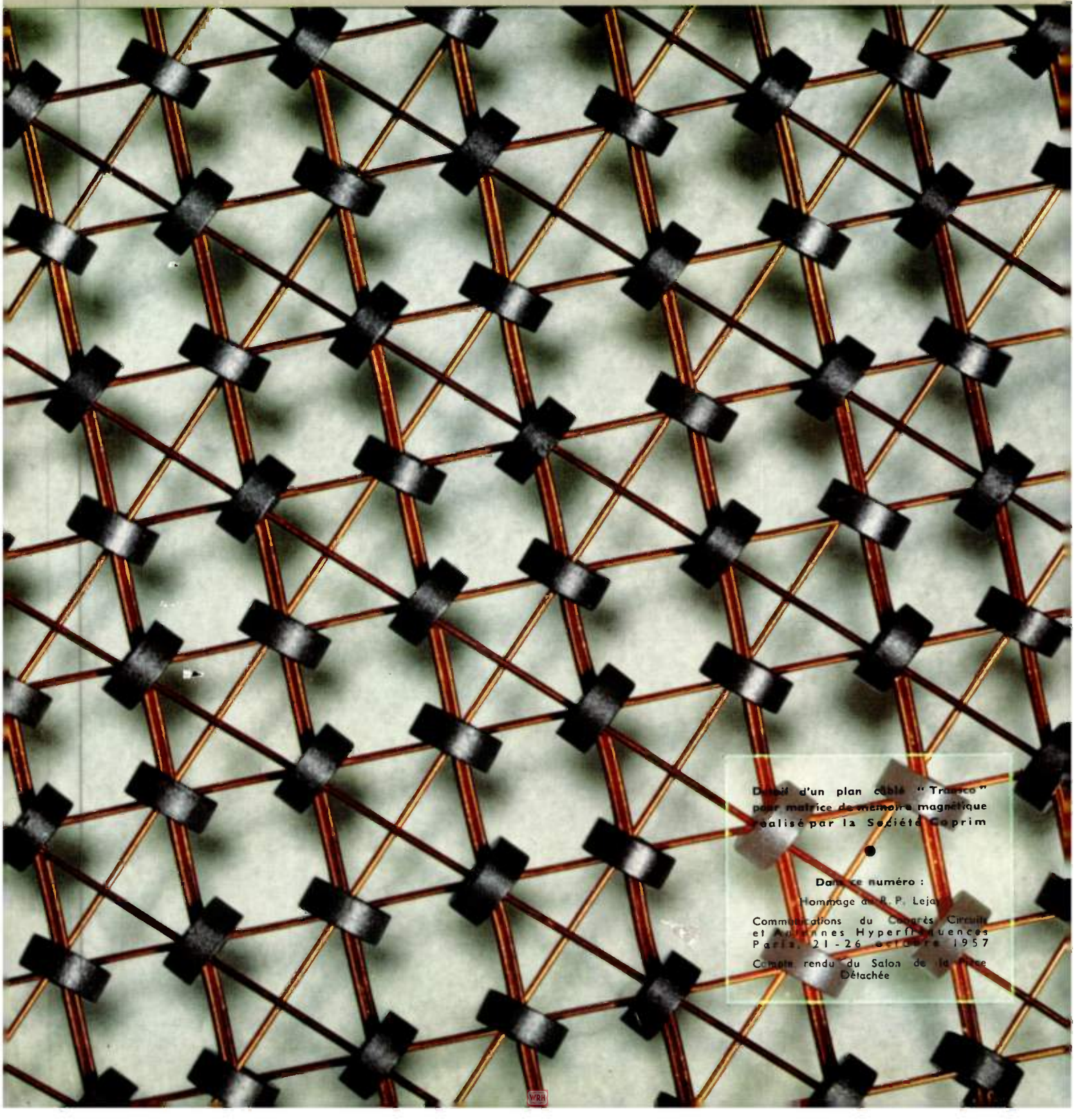
l'ouvrage de J. SUCHET, 238 pages : **1 600 F** port compris, aux Éditions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6e C. C. P. Paris 53-35.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
MAY 22 1959

39e ANNÉE - No 384
MARS 1959
PRIX : 400 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e



Détail d'un plan câblé "Transco" pour matrice de mémoire magnétique réalisé par la Société Coprim

Dans ce numéro :

Hommage au R. P. Lejay

Communications du Congrès Circuits et Antennes Hyperfréquences Paris, 21-26 octobre 1957

Compte rendu du Salon de la Pièce Détachée

RACCORDS *électriques*

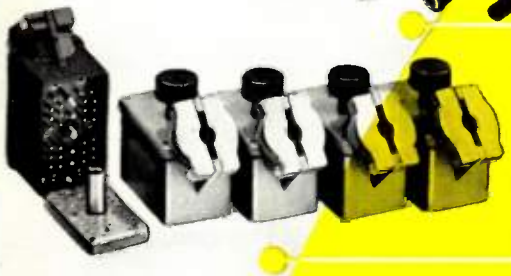
ELECTRICAL CONNECTORS

F.R.B

20, AVENUE GABRIEL-PER
GENNEVILLIERS (Seine) - GRE. 69-6

RACCORDS UNIPOLAIRES

SINGLE-POLE CONNECTIONS



CONNECTEURS A VERROUILLAGE SORTIE RONDE JUSQU'A 225 CONTACTS

LOCK-ON CONNECTORS CIRCULAR TERMINATIONS, UP TO 225 CONTACTS

MODÈLE SORTIE TRAINARD

DRAG-TYPE TERMINATION TYPE

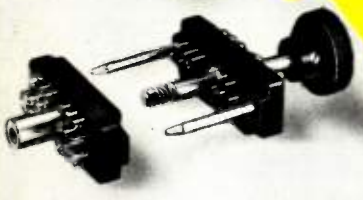
HAUTES PERFORMANCES

SUPPORTS DE THYRATRONS

THYRATRON SOCKETS

CONNECTEURS DE TIROIRS

DAWER UNIT CONNECTORS



CONNECTEURS ET PROLONGATEURS JUSQU'A 61 CONTACTS

CONNECTOPS AND EXTENSIONS WITH UP TO 61 CONTACTS

★ CATALOGUE GÉNÉRAL SUR DEMANDE

CATALOGUE SUPPLIED ON REQUEST

UN COMPLEMENT AU CONTACT RC

AN ADDITION TO RC CONTACTS

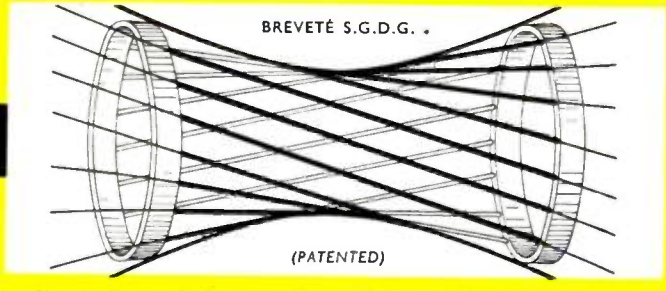
LE CONTACT **H.C** *THE CONTACT*

HYPERBOLOIDE DE CONTACT

- PLUS DE 100.000 MANŒUVRES
- HAUTE INTENSITE DE PASSAGE
- CHUTE DE TENSION TRÈS FAIBLE
- EFFORTS CONSTANTS ET RÉGLABLES D'INTRACTION ET D'EXTRACTION
- LARGES TOLÉRANCES SUR LE DIAMÈTRE DES FICHES
- STABILITÉ DES PERFORMANCES ÉLECTRIQUES ET MÉCANIQUES

CONTACT HYPERBOLOID

- *OVER 100,000 OPERATIONS*
- *HIGH CURRENT RATINGS*
- *VERY LOW VOLTAGE DROPS*
- *CONSTANT AND ADJUSTABLE STRAIN AND STRESS*
- *WIDE PLUG-IN DIAMETER TOLERANCES*
- *UNIFORM ELECTRICAL AND MECHANICAL PERFORMANCE*



Les fils métalliques utilisés pour assurer les contacts électriques se confondent avec les génératrices rectilignes d'un hyperboloide de révolution à une nappe.

Les fils sont fixés à leurs extrémités sur des bases circulaires.

Les fils travaillent à l'allongement avec un taux très faible d'élasticité, ce qui permet un nombre considérable de manœuvres sans usure appréciable, compensée d'ailleurs par l'élasticité des fils.

Metal wires assuring electrcal contacts coincide with linear generators of single-layer hyperboloid of revolution.

Wire terminations are fixed on circular bases.

Wires work under tensile conditions with very low coefficient of elasticity, thereby ensuring a considerable number of practically wear-free operation, wire elasticity providing, in any case, adequate wear compensation.

EN CONSÉQUENCE :

- SÉCURITÉ ABSOLUE DU CONTACT
- ÉCHAUFFEMENT NÉGLIGEABLE
- POSSIBILITÉ DE CONNECTEURS MULTIPOLAIRES A NOMBRE CONSIDÉRABLE DE CONTACTS, SANS EXTRACTEUR.

A S S U R I N G :

- *ABSOLURE CONTACT RELIABILITY*
- *NEGLIGIBLE HEAT DISSIPATION*
- *PROVISION FOR MULTI-POLE CONNECTORS EQUIPPED WITH CONSIDERABLE NUMBER OF CONTACTS, WITHOUT EXTRACTOR TOOLING REQUIREMENTS.*

SIÈGE SOCIAL : 3 et 5, RUE DES TILLEULS - ASNIÈRES (Seine) • GRE. 44-18 et 60-5

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **MARS 1959** **N° 384**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Hommage au R. P. Lejay	B. DECAUX	163
Congrès International Circuits et Antennes Hyperfréquences.		
Introduction		167
Liste des communications présentées au Congrès		168
Présentation des communications reproduites dans le présent numéro		174
Aiguillages en Hyperfréquence.		
Etude et réalisation d'aiguillages par filtres en anneaux pour faisceaux hertziens	M. CLÉMENT	175
Filtres de branchement pour faisceaux hertziens	R. HAVOT	180
Dispositif d'aiguillage utilisant un guide d'ondes circulaire	S. KAWAZU	186
Filtres d'aiguillages hyperfréquence	P. MARIÉ	189
Un filtre UHF à faibles pertes pour liaisons hertziennes transhorizon	S. DRABOVITCH	195
Ferrites en hyperfréquence.		
Ferrites à faibles pertes en hyperfréquence	VAUTIER R. W. KAGAN	202
Contribution à l'étude des ferrites pour leur emploi en UHF	VASSILIEV	207
Eléments de circuits hyperfréquence non réciproques utilisant des ferrites	R. DESSERT	215
Isolateurs coaxiaux et en guide d'ondes basés sur le principe de la résonance transverse dans les ferrites	A. L. MICAELIAN	222
Isolateurs à ferrites dans la bande 8-9 mm	H. BELJERS	231
Ferrites pour isolateurs à résonance dans la bande 1700-2300 MHz	E. HICKIN J. WERNER	233
Nouveaux développements dans les applications de matériaux ferromagnétiques et ferroélectriques en hyperfréquence	F. MORGENTHALER	241
Circuits de modulation en hyperfréquence.		
Mélangeur haut et bas niveau pour faisceau hertzien	R. BERGÈRE	245
Modulation en amplitude à l'aide d'un klystron reflex de l'énergie hyperfréquence transmise sur un guide d'onde	R. MÉTIVIER P. AUDOUIN	250
Le 2e Salon International de la pièce détachée et des tubes électroniques		255
Assemblée générale de la Société des Radioélectriciens		263
Vie de la Société		269
Informations techniques.		
Bibliographie		162
Documentation technique		274
Communiqués		276

Notre couverture :

représente le détail d'un plan câblé « Transco » de microtores à cycle d'hystérésis rectangulaire pour matrices de mémoires magnétiques. Plans standard 16 × 16 – 32 × 32 64 × 64 tores. Câblages spéciaux sur demande.
Compagnie des Produits Élémentaires pour Industries Modernes (COPRIM), 7, Passage Charles-Dallery, Paris-XIe. Tél. VOLtaire 23.09. Usine à Evreux.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs.*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'Abonnement annuel : France, **3 700 F** ; Etranger **4 100 F** — Prix de ce Numéro : **400 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. SURDIN	M. LABEYRIE
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO-ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivités	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux . . . . . +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique.**

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M. P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.
1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938 P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956 † R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e. r.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union et de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM. S. ALBAGLI, Chef du Laboratoire Radio-Radar de la Marine.
H. ANGLÈS d'AURIAC, Secrétaire Général du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. BERNIER, Ingénieur en Chef au Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la C.S.F.
E. COURTILLOT, Adjoint à la Direction du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. DASCOTTE, Chef du Service Electronique Industrielle à la Société L.M.T.
J. DUFOUR, Ingénieur au Laboratoire de Recherches de la Direction Générale des P.T.T. à Berne (Suisse).
H. FOREY, Directeur des Recherches Société LIP.
J. LABEYRIE, Chef de la Section d'Electronique Physique au C.E.A.
M. CHABROL, Ingénieur à la C.F.T.H.
P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications. Direction de Services Radioélectriques.
Ed. GEFFROY, Président Directeur Général de la Société Férisol.
G. GINIAUX, Directeur Technique des Editions Chiron.
Général GUERIN, Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale.
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
J. POLONSKY, Directeur Technique du Département Etudes Télévision de la C.S.F.
M. VIDREQUIN, Président Directeur Général de T.R.T.
P. CHAVANCE, Chef du Service « Télécommunications » de la C.F.T.H.
C. DUMOUSSEAU, Chef de Service au L.C.T.
N. FELICI, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.
B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
Ch. GUILLAUD, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
P. HERRENG, Directeur des Laboratoires du Département « Energie Nucléaire, Télécommunications, Electronique » de la S.A.C.M.
J. LAMARCHE, Ingénieur Général de 2e classe des Télécommunications, Directeur des Services techniques de la Société de Radiodiffusion de la France d'Outre-Mer.
R. de VERDIÈRE, Ingénieur en Chef des P.T.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. P. ANDRIEUX, Ingénieur dee Télécommunications.
H. NOZIÈRES, Directeur des Usines de Tubes Electroniques à la Société La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Société L.T.T.

INFORMATIONS

BIBLIOGRAPHIE

Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales (tome II), par L. ROBIN. Un vol 16 × 25 cm, VIII + 384 pages. — Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. (Gauthier-Villars, Paris 1958). — Prix : broché 5 000 F, cartonné 5 300 F.

Ce livre contient les chapitres IV à VI d'un traité destiné à rassembler toutes les connaissances actuelles sur le sujet.

Le tome I, consacré aux parties les plus classiques de la théorie, a été analysé dans l'Onde Electrique de février 1958. Le tome II traite des fonctions associées de Legendre de type général (d'indices quelconques, réels ou complexes, et non plus seulement entiers), d'expressions approchées des valeurs de ces fonctions, d'inégalités vérifiées par ces fonctions, et des développements en séries de polynômes ou fonctions associées de Legendre et en séries de polynômes de Laplace (en particulier, étude de la sommabilité (c. k)).

Cet ouvrage, de haut niveau scientifique, est aisé à consulter grâce à un index alphabétique et à un découpage très clair de la matière traitée.

Après la parution prochaine du troisième et dernier tome, le public scientifique disposera d'un ouvrage de référence complet et homogène, dispensant des recherches toujours laborieuses dans les mémoires originaux.

P.A.

Radiorécepteurs à piles et à alimentation mixte, par W. SOROKINE. 2e édition, album de 64 pages, 27,5 × 21,5 cm, 134 figures. (Société des Editions Radio, Paris). — Prix : 600 F (franco : 660 F).

L'expérience en a été faite cent fois depuis le début de la vogue des postes portatifs : la construction d'un récepteur alimenté sur piles, et surtout celle d'un récepteur à alimentation mixte, réserve une quantité insoupçonnable de pièges. Il suffit parfois d'une seule résistance dont le « retour » est incorrect, pour enlever au récepteur toute sa sensibilité !

Il ne faut cependant pas s'imaginer que la construction d'un récepteur mixte est hérissée de difficultés et complications, car la connaissance de quelques principes simples est suffisante pour réaliser correctement un excellent récepteur de ce genre.

Tel a été l'objectif de M. SOROKINE dans son livre « Radiorécepteurs à piles et à alimentation mixte » dont la seconde édition, très augmentée vient de paraître. L'auteur l'a fait avec sa clarté habituelle, en accompagnant le texte de schémas. Un chapitre inédit est consacré aux tendances actuelles des récepteurs à piles (nouvelles lampes, réception de la F. M., antennes à bâtonnets de ferrite, etc.). Bien des circuits donnés en exemple sont empruntés à des réalisations commerciales, et par là, ce fascicule servira de guide pour le « Service ».

R. O. E.

Colloques Internationaux du C. N. R. S. — LXXXVI — sur la résonance magnétique (Paris 7 au 9 juillet 1958). Un vol. 21 × 27 cm, 114 pages, nombreuses figures. (Editions du Centre National de la Recherche Scientifique, Paris 1958). — Prix : 1 200 F.

Le Centre National de la Recherche Scientifique vient de publier le compte rendu complet du Colloque International qui s'est tenu à Paris du 7 au 9 juillet 1958 sur la Résonance Magnétique. Ce colloque, organisé par MM. A. ABRAGAM, Directeur du Service de Résonance Magnétique du Commissariat à l'Energie Atomique, et A. KASTLER, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris, réunissait une très importante participation étrangère. Le compte rendu qui vient d'être publié donne le texte complet, en français, de la plupart des communications présentées au Colloque. Chacun de ces textes est précédé d'un résumé succinct en français et en anglais et suivi des notes qui ont pu être prises au cours de la discussion à laquelle la communication a donné lieu.

Les exposés, au nombre de 24, forment un ensemble très complet, et de haute portée scientifique, sur les problèmes de la Résonance Magnétique. Deux d'entre eux sont consacrés à l'étude des résonances mettant en jeu plusieurs quanta électromagnétiques, tous les autres traitent de l'étude des résonances utilisant simultanément ou successivement deux ou plusieurs fréquences du même domaine de fréquences ou de domaines de fréquences différents. Ainsi est exposée l'action de plusieurs fréquences de résonance agissant sur les atomes d'un jet atomique et d'autre part l'action simultanée de plusieurs fréquences électromagnétiques du domaine hertzien ou du domaine optique. Ces études conduisent à des méthodes de mesure intéressantes des moments nucléaires, magnétiques et quadrupolaires, et conduisent à d'intéressantes applications en vue de la réalisation de standards de fréquences.

Le compte rendu du colloque constitue donc une mise au point et une synthèse de travaux dans le domaine de la Résonance Magnétique et rendra le plus grand service aux spécialistes de ces difficiles questions.

A. P.

LE R.P. Pierre LEJAY

1898-1958

PAR

B. DECAUX

L'an dernier notre Société venait de perdre l'un de ses très récents Présidents, René RIGAL ; voici qu'aujourd'hui nous apportons à la mémoire de celui qui le précéda dix ans auparavant l'hommage qui lui est dû et le témoignage de notre amitié.

Le 11 octobre dernier nous parvenait une nouvelle aussi brutale que bouleversante : le R.P. LEJAY était mort presque subitement, dans la nuit, à bord du paquebot Flandre qui le ramenait des Etats-Unis. Nul d'entre ses amis ne voulait croire à cette disparition, pourtant redoutée depuis quelques années.

N'y a-t-il pas quelque chose de symbolique dans les circonstances qui ont entouré cette mort ? Le R.P. LEJAY se trouvait en mer parce qu'il revenait d'une réunion du Conseil International des Unions Scientifiques ; cette réunion avait été précédée d'un colloque de gravimétrie organisé à l'occasion de son passage aux Etats-Unis. Sa mort fut connue par une conversation radiotéléphonique échangée entre le navire et Paris, par l'intermédiaire de l'ionosphère, et la nouvelle fut immédiatement répandue par les radiodiffusions du monde entier. La gravimétrie, la radioélectricité, l'ionosphère, les grands organismes internationaux, voilà réunis les chapitres que pourrait comporter une biographie de notre ancien Président.

Et nous n'aurions garde d'oublier qu'il a fermé les yeux pour toujours sur la mer,cette mer au bord de laquelle il était né, cette mer qui l'avait marqué si profondément, lui fils et frère de marins, la mer qu'il aimait, sur laquelle il aimait naviguer toutes les fois qu'il le pouvait, la mer aux grands espaces qui l'avait conduit au début de sa carrière vers le lointain Orient.

Né près de Toulon le 11 juin 1898, il entra dans la Compagnie de Jésus dès 1915 ; la guerre l'y prit peu de temps après et le lança sur les champs de bataille comme officier d'artillerie. La paix revenue il ne reprit pas purement et simplement ses études théologiques, mais les mena de pair avec des études scientifiques, radioélectricité en 1919 puis licence, couronnées enfin par le doctorat en 1926, l'année même où il fut ordonné prêtre.

C'est également en 1926 qu'il quitta la France pour l'Observatoire de Zi-Ka-Weï près de Shanghai ; quatre années plus tard il en était Directeur, à 32 ans ! Il ne faut pas se figurer que cette direction était une situation de tout repos ; la guerre sino-japonaise, que celle de 1939 tend à éclipser dans notre mémoire, fit rage pendant cette période ; Zi-Ka-Weï se trouva sur la ligne de front et l'existence y fut souvent dramatique.

En 1939 la guerre mondiale le surprit en France,

pendant un congé, et devait l'y fixer définitivement. Mobilisé dans les transmissions, il fut affecté au L.N.R. et c'est ainsi que sa vie s'orienta vers Bagneux. Grâce à lui le L.N.R. suivit, au cours de l'exode, le sort de la Section d'Etudes de la Radio Militaire. Ecclésiastique, il complétait vraiment l'incroyable équipe réunie à Geaune, dans les Landes, autour du regretté Cdt LABAT ; parmi les membres de cette équipe on pourrait compter plus tard :

deux membres de l'Académie des Sciences,

un président de l'Union Radioscientifique Internationale,

un haut-commissaire à l'Energie Atomique,

un président du Comité d'Action Scientifique de la Défense Nationale,

trois présidents de la Société des Radioélectriciens,

trois présidents du Comité National de Radioélectricité Scientifique,

un directeur du C.N.E.T. et plusieurs directeurs d'importantes sociétés industrielles,

plusieurs professeurs de nos Facultés,

et même, je crois, un président du Conseil Général de la Seine.

L'influence que le R.P. LEJAY exerça dans ce petit groupe fut considérable ; en retour il s'y fit de solides amitiés et y trouva le point de départ d'une nouvelle carrière. Rendu à la vie religieuse par la démobilisation, il passa le reste de la guerre près de Lyon, et en profita pour participer aux recherches semi-clandestines qu'y poursuivait une partie de l'équipe de Geaune. La Libération le ramena à Paris qu'il ne devait plus quitter.

Sa carrière fut alors, comme nous le verrons tout à l'heure, doublement axée sur la gravimétrie et sur l'ionosphère. Sur ses épaules s'accumulèrent les responsabilités, qu'il supportait allègrement, même après les assauts répétés de la maladie au cours des quatre dernières années. Les honneurs accompagnèrent ces responsabilités, sur le plan international comme sur le plan national ; il n'en tirait nulle vanité, mais y voyait un moyen d'exercer une influence bénéfique sur le développement de la science, à laquelle il se vouait. Partout son prestige et son autorité faisaient le plus grand honneur à la France.

Nous avons déjà vu que ses études scientifiques l'orientèrent dès le début vers la radioélectricité ; l'astronomie le retint également. Sa thèse, publiée dans l'Onde Electrique en octobre et novembre 1926 (un premier article datait déjà de septembre 1923) portait sur : « les perturbations orageuses du champ électrique et leur propagation à grande distance ». Cette première étude personnelle fut pour lui l'occasion de révéler ses qualités d'expérimentateur et de géophysicien, d'aborder les « atmosphériques » qu'il devait étudier de nouveau à Shanghai, et de connaître cet Observatoire du Pic de Midi, où il devait revenir si souvent pour ses travaux gravimétrique. Entre temps il faisait des stages à l'Observatoire de Paris, étudiant plus spécialement les problèmes méridiens et horaires.

C'est qu'en effet au printemps 1926 il était chargé d'organiser à Zi-Ka-Weï les mesures pour la première opération mondiale des longitudes. Il emportait le matériel récepteur de signaux horaires que j'avais réalisé avec R. JOUAUST. C'est ainsi que je fis sa connaissance ; débutants tous les deux, nous ne pensions certes ni l'un ni l'autre qu'une suite de circonstances allaient nous réunir, au cours de ces trente années, dans des salles de laboratoire comme autour de tapis verts, pour tant de problèmes de radioélectricité ou de longitudes. Zi-Ka-Weï était l'un des sommets du triangle fondamental et le R. P. LEJAY mena ses travaux de main de maître. La deuxième opération en 1933 lui donna l'occasion d'appliquer de nombreux perfectionnements aussi bien dans le domaine radioélectrique que dans le domaine proprement astronomique.

C'est à cette occasion qu'il étudia l'emploi des pendules inversés, une lame élastique inférieure supportant une tige oscillante ; la sensibilité exceptionnelle de ce dispositif lui permit des réglages très précis des instruments horaires. Il en arriva ensuite à l'application aux pendules de gravité ; en 1930 paraissait aux Comptes rendus de l'Académie des Sciences une note présentant un petit appareil, qui devait devenir célèbre sous le nom de « pendule HOLWECK-LEJAY ». Ces deux noms réunis dans la science, réunis maintenant dans la mort, symbolisaient une collaboration amicale et particulièrement fructueuse. Il appartiendrait à d'autres de faire ressortir les qualités de ce merveilleux gravimètre d'interpolation. Remarquablement sensible pour son époque, il représentait un bond en avant, et surtout son emploi était spécialement facile et rapide. Aussi permettait-il une étude détaillée des anomalies de la pesanteur avec un matériel réellement transportable, au besoin dans une simple voiture de tourisme. Grâce à lui put être entreprise une gigantesque exploration gravimétrique dont le R. P. LEJAY fut lui-même le principal exécutant ; il parcourut ainsi la plus grande partie de la France, le Moyen-Orient, l'Indochine, les Philippines, le Japon et bien entendu la Chine.

L'importance de ces travaux eut un retentissement mondial et lui acquit une autorité incontestée en gravimétrie. D'ailleurs ses recherches se poursuivirent sans relâche et lorsque les gravimètres modernes, plus sensibles mais aussi plus délicats que le sien, eurent remplacé celui-ci, il les utilisa largement. Il avait formé de remarquables successeurs et put se consacrer à une besogne d'organisation et de centralisation qui le désigna tout naturellement pour la direction du Bureau Gravimétrique International, lorsque celui-ci fut créé. Il réunit en 1947 l'ensemble de ses connaissances sur ces problèmes dans un traité désormais classique : « les développements modernes de la gravimétrie ».

L'étude de la pesanteur, liée à tant de problèmes de sous-sol, ne le détournait pas de celle de phénomènes se passant, à l'inverse, dans l'atmosphère. Une des principales activités de l'Observatoire de Zi-Ka-Weï était la prévision des typhons ; le nouveau directeur développa encore ce domaine et la renommée de l'Observatoire en reçut un éclat in-

contesté dans tout l'Extrême-Orient. Déplorons que maintenant ce ne soit plus la pensée française qui rayonne autour de Zi-Ka-Weï.

Puis le R. P. LEJAY s'attaqua, dans les derniers temps de son séjour en Chine, à l'étude de l'ionosphère. Il réalisa de toutes pièces un remarquable matériel de sondage et commença à recueillir de nombreuses observations. Celles-ci furent rassemblées dans l'Onde Electrique en janvier 1940. A ce moment, comme nous l'avons dit, il travaillait à Bagneux et entre autres études reconstituait et perfectionnait le matériel qu'il avait abandonné à Shanghai. Pendant l'occupation allemande, il n'était plus question de sondages ionosphériques, mais le R. P. LEJAY continua ses études « en chambre », créant à Lyon des émetteurs d'impulsions de plus en plus puissants, excitant des tubes à gaz rares et mettant en évidence des spectres tout à fait spéciaux. Aussi, la paix revenue, put-il se consacrer librement à l'étude approfondie de l'ionosphère. Sur ses directives furent réalisés des sondeurs perfectionnés et pratiques ; un service régulier de sondages fut organisé. En même temps que les recherches proprement dites il mit sur pieds une technique de prévisions ionosphériques dont l'Onde Electrique publia l'essentiel dans trois numéros de 1948, en des articles devenus classiques.

Ces recherches amenèrent la création en 1946 du Bureau Ionosphérique Français dont le ministre des P.T.T. lui confia la direction. L'œuvre de ce B.I.F. fut considérable tant dans le domaine des prévisions elles-mêmes (pour lesquelles le nombre des liaisons étudiées chaque mois atteignit près de 200), que dans le domaine des recherches théoriques et expérimentales. D'innombrables publications en résultèrent, sous forme de bulletins périodiques rassemblant données d'observation et prévisions, d'articles dans divers périodiques et de nombreuses notes préliminaires du L.N.R. On peut y trouver des travaux primordiaux, du R. P. LEJAY et de la remarquable équipe qu'il avait su réunir autour de lui, plus particulièrement sur la formation des régions ionisées, la théorie magnéto-ionique, le calcul du champ, les durées de trajet, les vents ionosphériques, l'absorption, la polarisation, etc. Les vicissitudes ultérieures de cet organisme l'affectèrent profondément, non pas comme une déception d'amour-propre, mais parce qu'il y voyait un amoindrissement du niveau scientifique de la France dans le monde.

De telles activités, si diverses, devaient amener le R. P. LEJAY à des fonctions éminentes en France comme dans le monde. C'est ainsi qu'il présida, et avec quel prestige !, la Société des Radioélectriciens en 1946. Ceux qui connurent cette époque se rappellent l'impulsion de renouveau qu'il sut donner à notre Société au lendemain de la guerre et la magistrale exposition qui commémora au Grand Palais notre 25e anniversaire. Rappelons qu'un sondeur ionosphérique y fut montré en fonctionnement.

Membre du Comité Français de Radioélectricité Scientifique pendant près de trente ans, il prit une part prépondérante à l'Assemblée Générale de l'U.R.S.I. organisée à Paris, également en 1946. Il fut nommé vice-président à l'Assemblée suivante à Stockholm en 1948. Dès cette époque il proposa des modifications dans l'organisation de l'Union susceptibles d'accroître sont activité et son efficacité ; par la suite certaines de ces propositions furent incluses dans les statuts. En 1952, à Sydney, le R. P. LEJAY fut élu président de l'U.R.S.I., où sa présidence laissa une empreinte profonde. Réélu à la Haye en 1954, il quitta la présidence à Boulder en 1957, en vertu d'une clause de non-réélection qu'il avait lui-même fait adopter. A l'Union Géodésique et Géophysique Internationale il présida pendant plusieurs années la Section de Gravimétrie. Son autorité internationale était telle qu'il fut tout naturellement désigné pour la vice-présidence du Conseil International des Unions Scientifiques, à laquelle il fut d'ailleurs réélu quelques jours avant sa mort. Il y exerça une influence considérable, de même qu'au Comité Spécial pour l'Année Géophysique Internationale. Un des domaines où son activité internationale fut particulièrement efficace est celui des Ursigrammes, émissions créées par le Général FERRIÉ pour la collecte et la diffusion des données géophysiques et radioélectriques. Le R. P. LEJAY prit une part prépondérante dans ce service, anima sa réorganisation, présida le Comité Européen des Ursigrammes et créa à Bagneux, grâce au concours des P.T.T., un véritable centre nerveux des Ursigrammes européens, en connexion avec les Ursigrammes américains et japonais. Il joua également un rôle de premier plan dans la commission de l'ionosphère du Comité Consultatif International des Radiocommunications.

Le prestige qu'il avait acquis dans la science internationale a été souligné par les nombreux témoignages d'hommages et de condoléances qui nous sont arrivés du monde entier après sa disparition.

Les principes de réorganisation que le R. P. LEJAY préconisa pour l'U.R.S.I. furent également appliqués au Comité National Français de Radioélectricité Scientifique auquel il apportait le précieux concours de son expérience, de son autorité, de la clarté de ses vues ; l'an dernier nous l'avions élu Président d'Honneur. Il présida également le Comité National de Géodésie et de Géophysique. Enfin, c'est lui qui présida le Comité National pour l'Année Géophysique Internationale, où il se dépensa sans compter pour résoudre les problèmes quasi insolubles posés par l'organisation financière, matérielle et scientifique de cette grandiose entreprise.

L'Académie des Sciences le nomma correspondant dès 1935 ; en 1946 elle l'accueillit comme membre non résident, car Zi-Ka-Weï n'était pas encore définitivement fermé pour lui. Correspondant du Bureau des Longitudes en 1937, il en devint membre titulaire en 1954 et il le présidait depuis janvier 1958. Chevalier de la Légion d'Honneur, au titre des P.T.T., en 1946, il fut promu Officier en 1953, cette fois au titre de l'Education Nationale.

Sa vie fut vraiment « hors série » et si chacune de ses étapes fut exceptionnellement brillante, c'est encore plus leur enchaînement qui paraît extraordinaire. Ecclésiastique dirigeant un service des P.T.T., académicien « non résident » mais habitant

Paris, spécialiste à la fois de l'intérieur de la terre et de la haute atmosphère... il ne fut jamais « comme les autres ». A lui aussi on aurait pu appliquer la devise : nec pluribus impar.

Nous avons esquissé un simple aperçu de ses innombrables travaux et activités ; ce que nous n'avons pas encore évoqué, c'est son attachante personnalité. Pour ses amis et ses collaborateurs, il était « le Père » comme il y a trente ans FERRIÉ était pour nous « le Général ». Comme lui il rayonnait une autorité bienveillante et souriante et il se faisait aimer autant qu'estimer. Il était ardemment enthousiaste, ardemment prêt aussi à défendre avec ténacité ses idées et la science française. Il ne craignait pas la lutte, sévère quand il le fallait mais sans la moindre méchanceté, jugeant les actes et non les hommes. Ce que seuls savent ceux qui l'on bien connu, c'est combien il était bon, accueillant aux jeunes, combien il aimait rendre service, discrètement mais utilement.

Il parlait et écrivait d'une façon admirable, avec un style élégant, clair, une langue parfaite. Chacun de ses discours présidentiels en particulier, minutieusement pensé, était un véritable morceau d'éloquence.

La maladie qui le frappa il y a quatre ans aurait terrassé tout autre que lui, surtout avec les autres préoccupations qui le harcelèrent. Son énergie fut admirable. Rappelons que quelques semaines après la première crise, très grave, il présidait l'U.R.S.I. à La Haye, puis peu de jours après participait à Rome à la réunion de l'U.G.G.I.

Il n'ignorait pas la menace d'une mort subite ; il savait et disait qu'un jour il ne se réveillerait pas. Il regarda cette échéance en face, avec lucidité, avec sérénité, avec foi. La seule chose qu'il craignait était une atteinte définitive à son activité, à son efficacité. Plutôt, disait-il, une courte existence bien remplie, que de traîner longtemps une vie diminuée. Il a été exaucé, parti en pleine possession de ses facultés intellectuelles, en pleine maîtrise de son autorité mondiale.

Pour nous qui le pleurons, nous gardons intact le souvenir de son sourire, de ses yeux pétillants d'esprit, de son intelligence irremplaçable. En lui nous perdons un maître, un conseiller, un ami.

CONGRÈS INTERNATIONAL
CIRCUITS ET ANTENNES HYPERFRÉQUENCES

INTRODUCTION

Ce Congrès s'est tenu du 21 au 26 octobre 1957, au Conservatoire National des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin à Paris. Il a été organisé par la Société des Radioélectriciens, avec le concours de l'industrie française.

Un compte rendu sommaire de ce Congrès, et le texte des discours prononcés lors de la séance inaugurale, ont été publiés dans le numéro de décembre 1957 de l'Onde Electrique. On trouvera ci-après, groupés par session, les titres des 157 communications présentées au Congrès ; le texte complet de ces communications a été publié en deux volumes, sous forme de supplément à l'Onde Electrique*.

Pour donner une idée des communications présentées au Congrès, nous avons groupé dans le présent numéro un certain nombre de celles qui se rapportent à deux questions ayant fait depuis quelques années des progrès considérables, en particulier en France : d'une part les aiguillages en hyperfréquence, d'autre part, l'utilisation des ferrites en hyperfréquence, et nous avons ajouté deux communications concernant les circuits de modulation en hyperfréquence, sujet rarement traité.

De nombreuses autres questions intéressantes ont été traitées au Congrès : antennes, duplexeurs, méthodes de mesure, études théoriques, etc. ; pour avoir une vue d'ensemble sur les différents sujets abordés au Congrès, on se reportera utilement à l'article de J. Ortusi : « Les enseignements du Congrès International des Circuits et Antennes Hyperfréquences » publié dans le numéro de juin 1958 de l'Onde Electrique.

En accord avec le Comité d'Organisation du Congrès, que nous avons plaisir à remercier ici, nous avons utilisé la même présentation et le même type de composition que les volumes du Congrès, de façon à alléger les travaux de composition et à publier dans le présent numéro un nombre de communications aussi élevé que possible. Nous avons toutefois traduit en français celles des communications qui se trouvaient rédigées en une autre langue.

---

* Edité par la Société des Radioélectriciens (10, avenue Pierre-Larousse, Malakoff, Seine). Prix des deux volumes : 9 000 F.

LISTE DES COMMUNICATIONS PRÉSENTÉES AU CONGRÈS

SÉRIE I

THÉORIES GÉNÉRALES APPLICABLES AUX GUIDES D'ONDES ET AUX ANTENNES

SESSIONS 1 et 2. Principes fondamentaux : équations de Maxwell, principe de Huygens et théorie de la diffraction en hyperfréquence.

33	The evaluation of diffraction problems in aerial theory by means of an analyser for complex and Fourier series	J. HAMMER
93	Interaction entre deux aériens : applications aux antennes plaquées	J. ROBIEUX
163	On corrugated antenna surfaces	M.S. CSIBI.
7	The patterns of a slot-array antenna on a finite and imperfect ground plane	J.R. WAIT, A.M. CONDA.
69	Radiation from source distributions on cones and wedges	L. FELSEN.
102	Generalized anisotropic artificial dielectrics	Z. KAPRIELIAN.
127	The Fresnel region field of an antenna	S. POGORZELSKI.
34	On the transition from a ground return circuit to a surface waveguide	H. KIKUCHI.
70	Radiation and scattering from simple shapes - I.....	R.F. GOODRICH, R.E. KLEINMAN. A.L. MAFFETT, N.E. REITLINGER, C.E. SCHENTED, K.M. SIEGEL.
71	Radiation and scattering from simple shapes - II.....	R.F. GOODRICH, R.E. KLEINMAN. A.L. MAFFETT, N.E. REITLINGER, C.E. SCHENSTED, K.M. SIEGEL.
74	Contribution à l'étude théorique du rayonnement	G. BROUSSAUD.

SESSION 3. Emploi du calcul matriciel.

39	Mode conversions through the tapered section of circular waveguide system	K. TANAKA.
122	On the theory of scattering in arbitrary uniform regions	L.B. FELSEN, N. MARCUVITZ.
123	Ondes elliptiques et jonctions de guides d'ondes polarisées elliptiquement.	A. GOSSELIN.
16	Maximum gain of a line source antenna if the distribution function is a finite Fourier series	L. SOLYMAR.

SESSION 4. Emploi du calcul des variations.

35	The general theory of solution of the radiation problem from the system of slots of infinite length	T. IIJIMA.
113	Applications of variational techniques to antenna theory	Prof. Dr. C.H. PAPAS.
68	Schwingers' variational principle applied to the calculation of the radiation resistance and reactance of linear antenna in a waveguide of rectangular cross-section	F. de RONDE.

SESSION 5. Propagation des ondes non monochromatiques dans les guides : distorsion, stabilité des ondes, etc.

24	General representation of waveform transmitted through waveguides and their typical illustrations	K. Horiuchi.
37	On elliptic waveguides	B. Oguchi, Mlle M. Kato.
17	Sur les effets de la distorsion d'amplitude et de phase dans les guides d'ondes	M. Jouguet.
148	Sur la théorie des guides d'ondes dont les paramètres varient lentement	B.Z. Katzenellenbaum.
92	Définition et mesure du temps de propagation de groupe dans les circuits hyperfréquences	P. Magne.

SÉRIE II

GUIDES ET LIGNES

SESSION 6. Lignes à onde principale (TEM).

95	Circuits triplaques en ondes centimétriques	A. Muser.
15	Parallel-coupled strip-line resonator filters	S.B. Cohn.
112	Propagation d'ondes électromagnétiques le long de lignes formées de bandes conductrice parallèles	G. Weill.

SESSION 7. Liaisons à grande distance par onde H_{01} (TE_{01}) dans les guides circulaires.

40	Mode conversion in the transmission of TE_{01} wave through a slight tilt and a slight of-set off waveguide	S. Iguchi.
149	Quelques questions sur les liaisons à grande distance par guides d'ondes	G.I. Kaznatcheeff.
86	Guides d'ondes éolotropes à structure filtrante continue pour la propagation du mode TE_{01}	G. Comte, A. Ponthus.
87	Franchissement des coudes par des guides d'ondes circulaires utilisant le mode TE_{01}	J.M. Paris, F. de Carfort.
36	Theory of transmitting circular electric wave around bends	Y. Shimizu.
38	The effects of circular TE_{01} waves on the propagation of circular TE_{01} wave in a curved waveguide	B. Oguchi, Mlle M. Kato.
83	Contribution à la technique future des télécommunications : Recherches effectuées sur les guides d'ondes circulaires en vue de la transmission de l'onde TE_{01}	J. Bendayan.
14	Microwave aspects of waveguides for long distance transmission .	A.E. Karbowiak.

SESSION 8. Ondes de surface.

138	Ondes de surface sur un plan conducteur recouvert d'une bande diélectrique	Sirel.
106	On the excitation of surface waves	C. Angulo, W.S. Chang.
66	Guides d'ondes de surface	Mme Weill.
49	Les guides d'ondes de surface et leur place dans l'ensemble des lignes de transmission en hyperfréquence	B. Chiron.

SESSION 9. Lignes de retard.

116	Mesures des caractéristiques des circuits de tubes à propagation d'onde et adaptation de ces circuits à une ligne coaxiale ...	J. Nalot et W. Sobotka.
147	Ferrites de titanate pour les systèmes à retard en hyperfréquence.	R.G. Mirimanoff, L.G. Lomise
54	The transmission of TE_{01} wave in corrugated waveguides	T. Hosono.
126	Circuits pour tubes à propagation d'onde de grande puissance ...	B. Epstein, J. Arnaud.

SESSION 10. Technologie des guides pour ondes centimétriques et millimétriques.

115	Problèmes technologiques des circuits à structure périodique ...	G. BOUCHER et Mlle C. LYON.
88	The use of dielectric materials to enhance the reflectivity of a surface	G.B. WALKER.
108	Functional integration of microwave components	E. JAMIESON.
8	Cristaux mélangeurs millimétriques symétriques à large bande et à « burnout » élevé	A. REGEFFE.
160	Eléments de guide dans la gamme millimétrique. (Réalisation et développement d'un radar millimétrique expérimental).	DEEPAUW, SCILLIERI.
155	Electroforming of millimetric waveguide components	A.J. MORRISSON.

SESSIONS 11 et 12. Mesure dans les lignes et les guides.

73	Une méthode de mesure d'impédance	LAZZERI, ARATO.
67	A simple component for impedance measurements at cm and mm waves : the direct reading variable impedance	F. de RONDE.
72	Un mesureur d'ondes stationnaires à couplage directif en hyperfréquences	MUSSON-GENON BRISSONNEAU.
9	Appareillage de mesure à haut niveau utilisable dans la bande Q	R. JUILLERAT.
22	Vector measurements in the microwave region	H. OLSZANSKI.
59	Examen critique des méthodes fondamentales de mesure de permittivité et perméabilité en hyperfréquences	N. LE JUNTER.
76	Pont multifréquence	C. ROMIGUIÈRE, METIVIER.
164	An absolute method of calibrating attenuator	LAVERIEK.
84	Procédés de mesure de l'affaiblissement de courtes longueurs de guides d'ondes circulaires utilisant le mode TE_{01}	J. BENDAYAN, G. COMTE.
150	Broad Band measurement of microwave reflection	B.B. JACOBSEN.
124	Un polarimètre hyperfréquence.	RAOULT.
166	An automatic swept frequency impedance meter	KINNEAR.

SÉRIE III

ÉLÉMENTS DE CIRCUITS

SESSION 13. Jonctions hybrides et coupleurs directifs.

117	A double-slot Hybrid Junction	J. PATERSON.
119	A Slot-Fed Hybrid Junction	J. PATERSON.
30	A wide band coaxial hybrid ring	A.B. McNAUGHTON.
141	Blocs d'aiguillage sélectif en hyperfréquence	L. MILOSEVIC.
61	L-Type branching circuit	T. KAWAHASHI.
157	The skin-coupler, a method of directional coupling	M.V. SCHNEIDER.
52	Quelques applications des circuits hybrides (filtre, atténuateur, diviseur de puissance, déphaseur).	M. LAMY.
58	Méthode de mesures pour examen des octopôles et coupleurs directifs sans pertes entre lignes homogènes utilisant des pistons de court-circuit	Dr. H. LUEG.
165	Matrix algebra applied to the analysis of an impedance measuring instrument	R.B. NICHOLLS.

SESSIONS 14 et 15. Cavités et filtres de fréquences.

41*	Branching filter using circular waveguide	S. KAWAZU.
60	Stabilisation d'un klystron reflex par une cavité extérieure à haute surtension	J. QUEVA, J. FAGOT.
140	Oscillateur stabilisé (STALO)	L. MILOSEVIC.
107*	Un filtre UHF à faibles pertes pour liaisons hertziennes « Transhorizon »	S. DRABOVITCH.

121*	Etude et réalisation d'aiguillages par filtres en anneaux pour faisceaux hertziens	M. CLEMENT.
104*	Filtres d'aiguillage hyperfréquence	P. MARIÉ.
11	Un spectromètre en microonde utilisant la technique des cavités et des impulsions	A. GOZZINI, A. BATTAGLIA.
13*	Filtres de branchement pour faisceaux hertziens à 4 000 Mhz	R. HAVOT.
25	*m*-derived waveguide filter	H. YANAI, J. HAMASAKI.
125	Calcul et caractéristiques d'une boîte à écho accordable	G. LETERRIER.

SESSION 16. Transformateurs et filtres d'ondes : joints tournants.

135	Joint tournant à trois voies hyperfréquences	A. DEPAUW, J. DANIS.
161	Joint tournant à nombre de voies multiples	M. SIREL.
105	Transitions créant le mode TE_{01} circulaire à partir du mode TE_{01} rectangulaire	P. MARIÉ.

SESSION 17. Commutateurs de voies et duplexeurs.

6	Duplexeur Haut niveau à large bande réalisable en ondes millimétriques	H. WEILL.
100	Duplexeur pour grande puissance dans la bande 23 cm	P. TCHEDITCH.
139	Eléments de guide à large bande et à grande puissance	A. DEPAUW, F. LEGALL.
142	Duplexeur à rideau et son utilisation en très grande puissance	R. VAUTEY.

SESSION 18. Circuits de modulation et de détection hyperfréquence.

2*	Mélangeurs haut et bas-niveau pour faisceau hertzien	R. BERGÈRE.
62	Microwawe mixer without the influence of undesired sideband components	T. KAWAHASHI.
77*	Modulation en amplitude à l'aide d'un klystron-reflex de l'énergie hyperfréquence transmise sur un guide d'onde	R. METIVIER, C. AUDOIN.
143	Discriminateur hyperfréquence à large bande. Application aux têtes H.F. Monobouton	C. LEVAILLANT.

SESSION 19. Eléments divers.

46	Asservissement et régulation de puissance dans les bandes X et S par des atténuateurs à ferrites	J. MUNIER, P. SERMET.
1	Equipement Multiplex à Impulsions 9 100 - 11 000 Mc/s à 7 voies téléphoniques	J. de COUDENHOVE.
5	Organes hyperfréquences des faisceaux hertziens dans la bande des 7 000 Mc/s	E. SAFA.
23	A waveguide phase shifter	S. OKAMURA.
162	Circuits hyperfréquences utilisables en spectroscopie paramagnétique électronique	M. BRUMA.
101	Miniaturisation des circuits hyperfréquences	P. TCHEDITCH.
152	Planar waveguide assemblies in microwave repeaters	J. PAINE.

SÉRIE IV

EMPLOI DE MATÉRIAUX ANISOTROPES (FERRITES)

SESSIONS 20 et 21. Propagation dans les milieux anisotropes : phénomènes de non-réciprocité.

89*	Ferrites à faibles pertes en hyperfréquences	R. VAUTIER, W. KAGAN.
82*	New developments in microwave applications of ferromagnetic and ferroelectric materials	F. MORGENTHALER.
26	Dielectrically loaded resonance isolators for the X-band	U. MILANO.
75*	Contribution à l'étude des ferrites pour leur emploi en U.H.F.	VASSILIEV.
96	Emploi des ferrites dans les circuits hyperfréquences	R. TAUPIN, NGO HAI TAI.

103	Ferrite loaded cavity resonators	G.S. Heller.
146	Propagation des ondes Electromagnétiques de grande amplitude à l'intérieur d'un élément de ferrites de faible aimantation alternative	Y.A. Monossoff.
48	Propagation dans un guide d'onde circulaire rempli d'une substance gyroparamagnétique	Mme Soutif.
145	Un guide d'onde circulaire partiellement rempli de ferrite constituant une structure montage à ondes lentes	R.G. Mirimanoff.
21	Some properties of ferrites at 3,2 cm wavelength	J. Rogers.
3	Modes in rectangular guides filled with magnetised ferrite	G. Barzilai, G. Gerosa.

SESSION 22. Applications des ferrites (isolateurs, circulateurs, etc.).

63	6 000 Mc/s and 7 000 Mc/s field dispacement isolator	Y. Kaito, T. Okada.
20*	Ferrites for resonance isolators in the frequency range 1 700-2 300 Mc/s	E. Hickin, J. Werner.
151*	Isolateurs coaxiaux et de guides d'ondes basés sur le principe de la résonance transversale dans les ferrites	A.L. Micaelian.
154	A ferrite Duplexer for 3 cm wavelength	R.M. Godfrey, B.L. Humphreys, A.R. Lusted.
109	A new pulse radar employing a low noise traveling wave tube and a ferrite duplexer	S. Mita, S. Hayasi, K. Kalisaki.
65*	Ferrite isolators in the 8-9 mm wave band	H. Beljers.
156	Electroforming of millimetric waveguide components	N.E. Goddard, A.J. Morrison.
114*	Eléments de circuits hyperfréquences non réciproques utilisant des ferrites	R. Dessert.

SÉRIE V

RAYONNEMENT DES ANTENNES

SESSION 23. Emploi des diélectriques naturels ou artificiels (lentilles, etc.)

29	An omni-directional surface wave antenna	G. Goubau.
12	Methods of reducing chromatic aberration in metal-plate microwave lenses	E.K. Proctor.
85	Filtres de polarisation et correcteurs de polarisation pour Hyperfréquences	M. Valensi.
42	Researches on a new type of systems for Microwave Optics	Prof. N. Carrara.

SESSION 24. Réflecteurs.

43	On directional pattern of parabolic antenna	S. Kawazu.
136	Méthode de calcul pour les profils de systèmes focalisant à simple ou double courbure donnant des diagrammes de rayonnement conformes	A. Fournier.
51	Technique du calcul des antennes à double courbure	A. Boudigues.
137	Physique et technique des systèmes focalisant à réseau stationnaire	G. de Coligny, A. Fournier.
28	Un nouveau réflecteur torique permet un balayage « en volume » de grande amplitude	J. Combelles, J. Deschamps.

SESSION 25. Sources primaires.

55	Quelques perfectionnements aux sources primaires à cornets	J. Salomon, B. Brunet.
56	Antennes à sources primaires complexes	J. Salomon, B. Brunet.
98	Paraboloïde éclairé par un guide à fentes	L. Thourel.
97	Un type d'antenne fonctionnant en polarisation rectiligne ou circulaire	P. Vincent, R. Denoux.
19	Some aspects on the design and use of the helical antenna	G. Svennerus.

SESSION 26. Structures à éléments multiples et rayonnement des ondes de surface.

31	An automatic phase plotter for use in the near zone field of microwave aerials	E. GOLDBOHM.
80	New linear array antenna synthesis and design techniques	C.J. SLETTEN.
78	One and two dimensional parasitic endfire arrays with maximum gain	H. EHRENSPECK, W. KEARNS.
118	A Slot-Fed Surface Wave Antenna	J. PATERSON.
79	The design of through waveguide antenna arrays	W. ROTMAN, S. NAUMANN.

SÉRIE VI

PROBLÈMES PARTICULIERS D'ANTENNES ; MESURES DE RAYONNEMENT

SESSIONS 27 et 28. Antennes à balayage ou à commutation de faisceau.

129	Réalisation d'une antenne pour radar de surveillance tridimensionnel utilisant un miroir à double courbure corrigé	V.A. ALTOVSKY, DEPAUW, FOURNIER.
128	Les antennes à balayages rapide pour radars tridimensionnels	V.A. ALTOVSKY.
130	Microwave aerials with full forward hemispherical	P.F. MARINER.
131 et 132	Réalisation d'une antenne pour radar trimensionnel utilisant un système focalisant à réseau stationnaire. II	A. ALTOVSKY, G. de COLIGNY A. FOURNIER, A. DEPAUW.
4	Radiation from Ferrite Antennas	Prof. D.J. ANGELAKOS.
57	Remarks on the wide angle scanning of zoned antennae	J. HALBERSTEIN, J. COMBELLES.
133	Nouvelle source à balayage rapide pour radar tridimensionnel	A. DEPAUW.

SESSIONS 29 et 30. Antennes spéciales, mesures, etc.

45	Antenne à large bande pour hyperfréquences utilisant des ondes à polarisation circulaire	S. KAWAZU.
64	On a microwave phase contour plotter by means of the crystal modulation	E. KIDO, S. ASAI.
32	An automatic phase plotter for use in the near zone field of microwave aerials	E. GOLDBOHM.
120	Sur le rayonnement optimum d'une antenne en dents de scie, utilisée en hyperfréquences	M. ANASTASSIADES.
10	Procédé pour l'étude expérimentale d'un champ électromagnétique en particulier dans la transition entre deux guides	A. WEISSFLOCH, C. ANCONA.
44	Un équipement enregistreur de diagrammes d'antennes et problèmes connexes	J. MUNIER.
99	Détermination théorique et expérimentale des radomes	L. THOUREL.
158	The automatic measurement of radome aberration	R.E. FORD.
159	Représentation visuelle de champs électromagnétiques	Dr. KLEINWAECHTER.
90	Principes de rayonnement d'antennes plaquées	BOISSINOT.
91	Etudes d'un type d'antennes plaquées	J. GUITTET.
134	Antenne pour radar portuaire	A. DEPAUW.

• Les communications précédées d'un astérisque sont publiées dans le présent numéro de l'Onde Electrique.

PRÉSENTATION DES COMMUNICATIONS REPRODUITES DANS LE PRÉSENT NUMÉRO

Comme nous l'avons déjà mentionné, ces communications peuvent être groupées en 3 sujets :

1° Aiguillages en hyperfréquence.

Les dispositifs d'aiguillages permettent de brancher deux ou plusieurs canaux radioélectriques sur un même aérien. En particulier, les systèmes modernes de faisceaux hertziens en ondes centimétriques utilisent dans la gamme 3 800 – 4 200 MHz un seul aérien pour six canaux bilatéraux à large bande, soit six émetteurs et six récepteurs. L'article de M. CLÉMENT expose ce problème de branchement et décrit un dispositif mis au point par C.S.F., comportant des jonctions différentielles (tés magiques) et des filtres passe-bande, et utilisé dans le système GDH 103 de l'Administration des P.T.T. L'article de M. HAVOT décrit un dispositif voisin, étudié par L.E.P. et réalisé par T.R.T., avec des jonctions différentielles (appelées « coupleurs 3 dB ») et des filtres coupe-bande, et utilisé dans le système FHT 4 003 qui équipe les faisceaux hertziens de la R.T.F.*

L'article de M. KAWASU décrit un dispositif répondant au même problème, mis au point et réalisé par la firme japonaise N.T.T.P.C., l'utilisation de deux polarisations orthogonales en guide circulaire évitant l'emploi de jonctions différentielles.

L'article de M. MARIÉ décrit d'une part, un dispositif d'aiguillage de canaux du même type que les précédents, utilisant également un guide circulaire ; d'autre part, un dispositif permettant de brancher sur un même aérien à très large bande deux gammes de fréquences différentes, par exemple les gammes des 8 cm et des 4 cm. Enfin, l'article de M. DRABOVITCH décrit un filtre pour « duplexeur » dans la bande 400 – 500 MHz, étudié et réalisé par C.F.T.H. pour le faisceau hertzien transhorizon TH 949.*

2° Utilisation des ferrites en hyperfréquence.

Depuis un petit nombre d'années, on utilise en hyperfréquence les ferrites, corps à la fois diélectriques et ferromagnétiques, à cause de leurs intéressantes propriétés magnétiques, en particulier le gyromagnétisme ou pouvoir rotatoire magnétique, qui permet d'obtenir notamment des dispositifs non réciproques ou isolateurs ; l'emploi de ces dispositifs s'est révélé si commode que la plupart des systèmes modernes de faisceau hertzien ou de radar en comportent.

L'article de MM. VAUTIER et KAGAN, et celui de M. VASSILIEV, décrivent les études faites sur le matériau lui-même et donnent les propriétés de quelques ferrites particulièrement intéressants en hyperfréquence. Les autres articles décrivent des circuits coaxiaux ou en guide d'onde utilisant des ferrites. L'article de M. DESSERT rappelle les différents phénomènes permettant de réaliser des isolateurs à ferrites, et donne des exemples de réalisation. L'article de M. MICAELIAN étudie en détail les caractéristiques de tels isolateurs, en particulier l'influence de revêtements diélectriques. La plupart de ces isolateurs fonctionnent en ondes centimétriques.

L'article de M. BELJERS traite d'isolateurs aux fréquences très élevées, en ondes millimétriques, tandis que l'article de MM. HICKIN et WERNER concerne des isolateurs à des fréquences plus basses, en ondes décimétriques. Enfin l'article de M. MORGENTHALER décrit diverses applications récentes des ferrites en hyperfréquence, en particulier des dispositifs oscillateurs ou amplificateurs, dénommés maintenant « amplificateurs paramétriques ».

3° Circuits de modulation en hyperfréquence.

L'article de M. BERGÈRE décrit des mélangeurs en hyperfréquence réalisés à l'aide de diodes et utilisés pour transposer un signal hyperfréquence en un signal à fréquence intermédiaire centré sur 70 MHz, ou inversement.

Enfin, l'article de MM. MÉTIVIER et AUDOIN décrit un moyen pour moduler en amplitude un signal hyperfréquence en utilisant un klystron.

M.T.

---

* Les équipements de faisceau hertzien type GDH 103, FHT 4003 et TH 949 sont décrits dans le numéro de novembre 1957 de l'Onde Electrique.

Aiguillages en hyperfréquence

ÉTUDE ET RÉALISATION D'AIGUILLAGES PAR FILTRES EN ANNEAUX POUR FAISCEAUX HERTZIENS.

DEVELOPMENT OF RADIO-LINK RING-FILTER SWITCHES

M. CLEMENT
C.S.F. Paris (France)

1. Généralités

Nous allons décrire un ensemble de filtres de branchement, étudié et mis au point par la Compagnie Générale de T.S.F., permettant l'aiguillage de 12 voies radioélectriques émission ou réception situées dans une bande de 400 MHz centrée sur 4000 MHz. Cet ensemble est destiné à équiper un faisceau hertzien à modulation en fréquence capable d'assurer la transmission de 600 voies téléphoniques par voie radioélectrique.

Ces voies sont réparties d'après le plan de fréquences établi par le Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique de 1956, et que nous allons rappeler ci-après :

1° - 6 voies aller et 6 voies retour sont groupées dans deux bandes de 200 MHz, numérotées de 1 à 6 pour le groupe des fréquences inférieures, et de 1' à 6' pour le groupe des fréquences supérieures.

2° - Le centre de la bande est défini par :

$$f_o = 4003{,}5 \text{ ou } f_o = 3989 \text{ MHz}$$

3° - Les fréquences en MHz de chaque voie s'expriment par les relations :

$$f_n = f_o - 208 + 29\,n$$

$$f'_n = f_o + 5 + 29\,n$$

Il existe donc un écart de 29 MHz entre deux voies adjacentes, de 68 MHz entre 6 et 1', et de 213 MHz entre les deux fréquences d'un couple aller et retour.

4° - Les polarisations sont alternativement horizontales et verticales.

En outre, pour réduire l'encombrement et le prix de revient, nous n'avons utilisé qu'un seul aérien pour chaque direction. Il assure la transmission des 6 réceptions et les 6 émissions; il permet le passage des deux polarisations.

Le rôle d'un aiguillage complet consiste à effectuer le triage de ces 12 voies. Deux organes assurent cette fonction. Une jonction à deux polarisations, que nous ne décrivons pas, effectue d'abord une séparation groupant les fréquences suivant leurs polarisations respectives. Chaque ensemble de 6 voies est alors amené sur des filtres de branchement qui opèrent la séparation des fréquences à la réception, ou leur regroupement à l'émission. Chaque voie radioélectrique est ensuite branchée sur le récepteur ou l'émetteur correspondant.

2. Caractéristiques de l'aiguillage

2.1. *Protections*

Nous allons tout d'abord étudier les protections à exiger de ces filtres de branchement. Il est nécessaire, à cet effet, de préciser la structure d'un relai de faisceau hertzien.

Le récepteur est du type superhétérodyne, infradyne pour les voies de 1 à 6, et supradyne pour les voies de 1' à 6'. Après amplification à une fréquence intermédiaire de 70 MHz, nous trouvons un nouveau changement de fréquence qui produit la fréquence d'émission, transposée de celle de réception de 213 MHz. L'hétérodyne d'émission est inférieure à la fréquence d'émission pour les voies de 1 à 6, et supérieure pour les voies de 1' à 6'. Le signal hyperfréquence obtenu est ensuite amplifié par un tube à ondes progressives avant d'être dirigé vers l'aérien.

Les perturbations possibles sont de deux sortes :

1° - Le signal perturbateur est suffisamment éloigné de la fréquence centrale de la voie à protéger pour qu'on ne puisse plus le trouver après démodulation. Le seul risque est une saturation du cristal assurant le changement de fréquence à la réception. On admet que le parasite doit être à un niveau de − 55 dBW pour éviter toute gêne.

La saturation du récepteur de la voie 6 peut être produite par l'émetteur de la voie 1', ou inversement. Le niveau d'un émetteur peut atteindre + 10 dBW. Les deux polarisations étant différentes, on peut compter sur un affaiblissement de la jonction à deux polarisations de 40 dB. Le niveau parasite arrivant sur l'aiguillage est donc de − 30 dBW. Il reste alors à l'affaiblir de 25 dB. Nous avons vu qu'il est à 68 MHz de la fréquence centrale.

2° - Le signal perturbateur peut être très près d'une voie de réception. On le retrouve dans la bande de base après démodulation. Il doit donc être à un niveau inférieur à la limite de sensibilité du récepteur qui est de − 130 dBW.

C'est d'abord le cas de deux réceptions voisines. L'émission de la voie 1, par exemple, risque de perturber le récepteur de la voie 2, du récepteur de la station suivante. Après propagation dans les guides de raccordement aux aériens ou en espace libre, la polarisation, rectiligne au départ, devient elliptique à l'arrivée au niveau de la jonction à deux polarisations. Le rapport des axes est rarement supérieur à 10 dB. Le niveau à l'entrée d'un récepteur est de l'ordre de − 60 dBW. Le perturbateur arrivera donc avec un niveau de − 70 dBW.

Le spectre du signal remplit à peu près une bande de ± 3 MHz; la voie perturbée doit se protéger de toutes les composantes contenues dans la voie perturbatrice, donc de fréquences situées à 26 MHz de sa fréquence centrale. L'amplificateur à fréquence intermédiaire procure un affaiblissement de 35 dB.

L'aiguillage doit donc fournir une protection de 25 dB.

3° - L'hétérodyne émission de la voie 6 tombe dans la bande de réception de la voie 1' et inversement. La puissance du perturbateur délivrée par l'émetteur est déjà très faible par suite de précautions prises dans l'émetteur lui-même; elle est inférieure à − 40 dBW. Elle sera en outre affaiblie par la jonction à deux polarisations de 40 dB, d'où un niveau de − 80 dBW à l'entrée du filtre de branchement. Celui-ci doit donc procurer une protection de 50 dB à 70 MHz de sa fréquence centrale. Cette troisième condition est certainement plus restrictive que la première.

2.2. *Taux d'ondes stationnaires*

Le taux d'ondes stationnaires est un facteur de qualité extrêmement important pour un aiguillage de faisceau hertzien. Le guide d'onde reliant l'aérien à l'aiguillage est généralement d'une grande longueur. Une mauvaise adaptation à ses deux extrémités est à l'origine d'un phénomène de diaphonie dit de

seconde espèce et qu'il est impossible de corriger après démodulation.

Le C.C.I.F. a étudié les causes de diaphonies et de bruits. Il a d'abord défini un «circuit fictif de référence» d'un faisceau hertzien à grande distance. Il a une longueur de 2.500 km et comporte 45 sections de 56 km. Le C.C.I.F. préconise que la puissance de bruit + diaphonie produite par le faisceau ne doit pas dépasser 7.500 pW en un point de niveau relatif 0. Des considérations d'ordre expérimental conduisent à une répartition égale entre les trois causes possibles :

2.500 pW pour le bruit thermique,
2.500 pW pour la diaphonie de première espèce,
2.500 pW pour la diaphonie de seconde espèce.

Ceci conduit à attribuer 56 pW par section et pour la diaphonie de seconde espèce. Si en outre, on répartit également cette puissance entre circuits à fréquence intermédiaire et circuits hyperfréquences, on trouve un chiffre de 14 pW pour la diaphonie admissible produite par désadaptation, soit à l'émission, soit à la réception.

Supposons alors les T.O.S. aux deux extrémités du guide constants dans la bande. On peut montrer que le temps de transmission de l'énergie dans le guide, qui est pratiquement constant dans le cas d'une bonne adaptation, varie suivant une loi sinusoïdale en fonction de la fréquence avec une amplitude :

$$\Delta\tau = 2\,\rho_1\,\rho_2\,\tau_o$$

où ρ_1, ρ_2 : coefficients de réflexion,
τ_o : temps de transmission moyen.

Ce phénomène est à l'origine de la diaphonie dont le calcul est d'ailleurs délicat par suite du caractère aléatoire du signal multiplex. Ce problème a été étudié et les auteurs aboutissent à la formule :

$$B = \frac{\rho_1^2\,\rho_2^2}{Nm^2}$$

où B : puissance de diaphonie en milliwatt,
N : nombre de voies téléphoniques,
m : indice de modulation;

et pour un guide dont les pertes sont négligeables. Si on veut que la voie la plus défavorisée (celle dont la porteuse est à 2,54 MHz) ne dépasse pas 14 pW, ceci conduit à choisir

$$\rho_1\,\rho_2 < 0{,}76\,.\,10^{-3}$$

En admettant des T.O.S. égaux aux deux extrémités du guide, il ne faut pas dépasser 1,055.

En réalité, le taux n'est pas constant dans la bande, côté aiguillage. Il présente une allure aléatoire également, de telle sorte que l'on peut admettre des valeurs maxima notablement plus élevées, à condition que la courbe reste dans sa plus grande partie inférieure à la valeur moyenne de 1,055.

2.3. *Bande passante*

Enfin, il est nécessaire d'éviter une modulation en amplitude, gênante pour un système à modulation en fréquence. L'affaiblissement dans une bande passante de ± 12 MHz doit être constante à 0,1 dB près.

En résumé, un tel aiguillage doit avoir une bande passante sans affaiblissement notable de ± 12 MHz, avec un T.O.S. de l'ordre de 1,055, sa protection doit être de 25 dB à 26 MHz et de 50 dB à 70 MHz.

3. Principes des filtres de branchement

Le principe de fonctionnement des filtres de branchement utilise les propriétés du Té magique. Pour la commodité du raisonnement, imaginons d'abord deux montages.

3.1. Dans un premier cas, fig.1, nous trouvons deux Tés magiques n°1 et n°2 dont les bras colinéaires sont reliés entre eux par des chemins égaux. Nous l'appellerons montage en anneau du type I. Une onde arrivant par le bras H du Té n°1 se divisera en deux énergies égales dans les branches de raccordement. Ces deux ondes arrivant sur le Té n°2 se regroupent ensuite dans le bras H. Ou alors une onde arrivant par le bras E du Té n°1 ressortira par le bras E du Té n°2.

Imaginons au contraire que les bras de raccordement aient des longueurs différentes de $\lambda_g/2$, comme dans le montage en anneau du type II de la fig.2. Une onde arrivant par le bras H du Té n°1 émergera par le bras E du Té n°2 et inversement.

3.2. Dans un autre cas, fig.3, un Té magique a ses bras colinéaires terminés par des court-circuits placés à des distances différentes de $\lambda_g/4$. Une onde arrivant par le bras H ressortira par le bras E, ou inversement.

3.3. Les deux cas décrits résument le fonctionnement de principe d'un filtre en anneau, fig.4. Celui-ci se présente sous forme d'un anneau où, comme dans le montage du type I, deux Tés magiques sont reliés par leurs bras colinéaires. Sur les chemins de raccordement se trouvent deux filtres passe-bande identiques. Supposons que n fréquences f_1, f_2, f_3 etc..., arrivent par le bras H du Té n°1 représentant n canaux de réception. Les deux filtres sont réglés sur f_1. Il est clair que, pour cette fréquence, l'ensemble se comportera comme le montage en anneau du type I, et f_1 sera disponible à la sortie du bras H du Té n°2.

Pour f_2, f_3 etc..., les filtres agissent comme des court-circuits. Il faut alors que l'anneau se comporte comme le système décrit en 3.2, fig.3. Il importe de conserver un décalage de $\lambda_g/4$ entre les positions respectives des deux filtres, afin que le regroupement de f_2, f_3, ... s'effectue correctement dans le bras E. Ce rôle est assuré par un élément de guide dit «cale de rattrapage de phase. Afin de conserver des chemins égaux pour f_1, la même cale se retrouve dans l'autre bras. Le quatrième bras non utilisé du Té n°2 est fermé par une charge adaptée afin d'absorber l'énergie qui pourrait s'y trouver couplée. Enfin, dans les bras des filtres, se trouvent deux déphaseurs permettant un réglage progressif de phase. Leur rôle est d'assurer avec rigueur les différences de phases correctes pour les deux ondes, dans les bras colinéaires des Tés.

3.4. Expliquons maintenant le principe de fonctionnement de la cale de rattrapage de phase. Nous avons vu qu'il était important de conserver des chemins différents de $\lambda_g/4$ pour les fréquences f_2, f_3, ... réfléchies par les filtres. λ_g étant une fonction de la fréquence, cette condition est impossible à réaliser sans précautions particulières.

Supposons donc que, sur une certaine longueur, les deux bras colinéaires soient constitués par des guides d'onde de fréquences de coupure différentes. Ceci est simplement obtenu en diminuant le grand côté de l'un des guides. L'adaptation au guide standard se fait par deux transitions lentes (fig.6). Ce bras aura donc une longueur électrique qui sera une fonction de la fréquence plus rapidement croissante que l'autre bras. Pour la bande totale utilisée (10 %), ces variations peuvent être considérées comme linéaires. En choisissant les dimensions de la cale, il sera alors possible, au premier ordre près, de maintenir un écart de phase constant entre les deux bras et égal à $\lambda_g/4$.

3.5. Un branchement complet, fig.5, comporte autant d'anneaux qu'il y a de voies radioélectriques. Les 6 fréquences f_1, f_2, f_3 ... arrivent de l'aérien par le bras E du Té n°1 du premier anneau, monté suivant le type I. Les filtres sont réglés sur f_1. Cette fréquence est disponible dans le bras E du Té n°2. Le bras H du Té n°1 de ce premier anneau est relié au bras H du Té n°1 du deuxième anneau, monté suivant le type II, lui amenant f_2, f_3 ... Les filtres correspondants sont réglés sur f_2, qui est amené au bras E du Té n°2. Le même processus se reproduit jusqu'à épuisement des fréquences à filtrer.

4. Analyse du fonctionnement d'un anneau

Nous allons analyser le fonctionnement d'un anneau, en tenant compte des imperfections possibles du système.

1° - Le Té magique n'est pas parfaitement adapté. Si une onde d'amplitude 1 arrive par le bras E, par exemple, il existe une onde réfléchie d'amplitude r.

2° - Le Té magique n'est pas rigoureusement symétrique. Les ondes dans les bras colinéaires ne sont pas d'amplitude relative

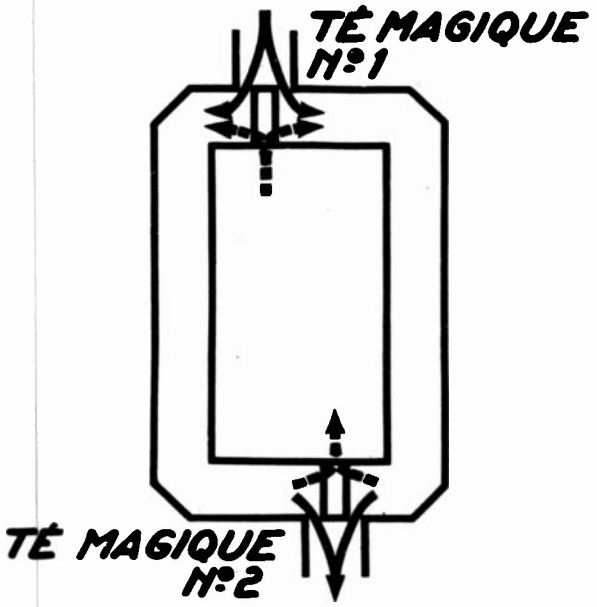


Figure 1. - Montage en anneau du type 1.

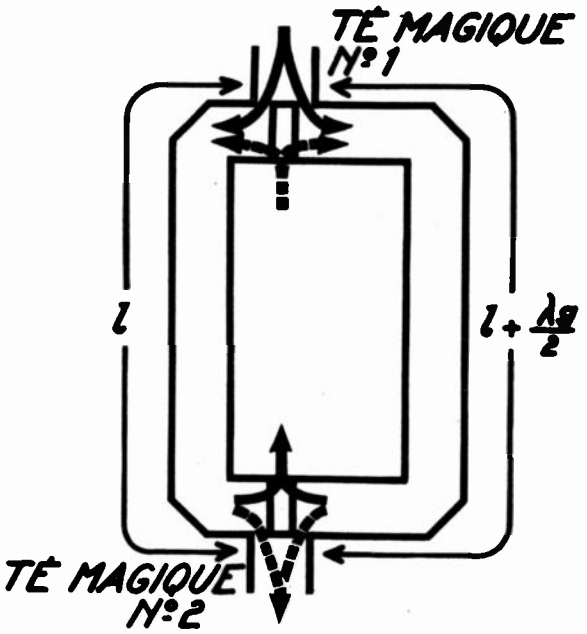


Figure 2. - Montage en anneau du type 2.

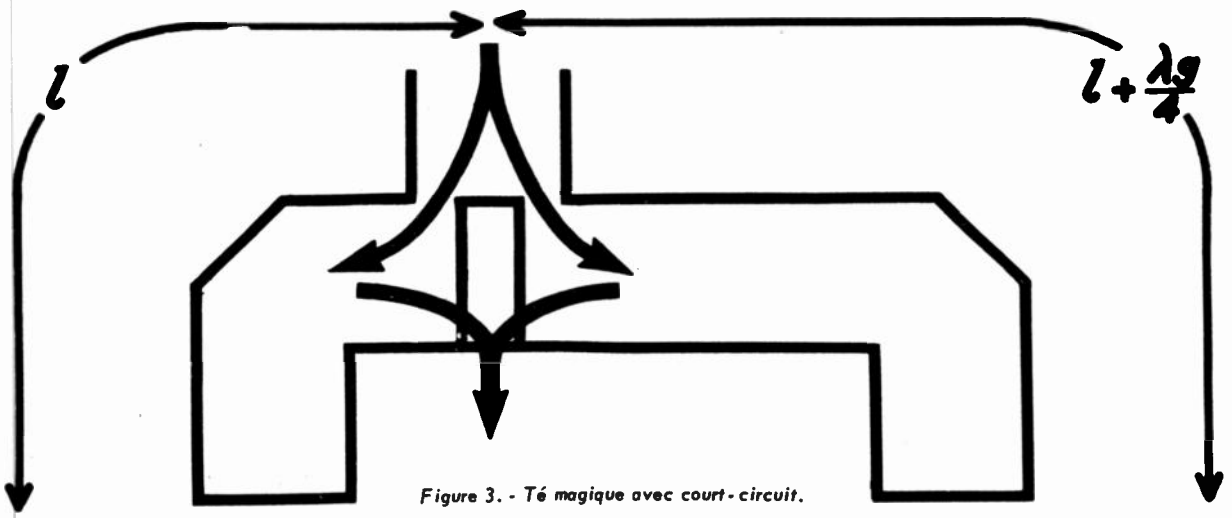


Figure 3. - Té magique avec court-circuit.

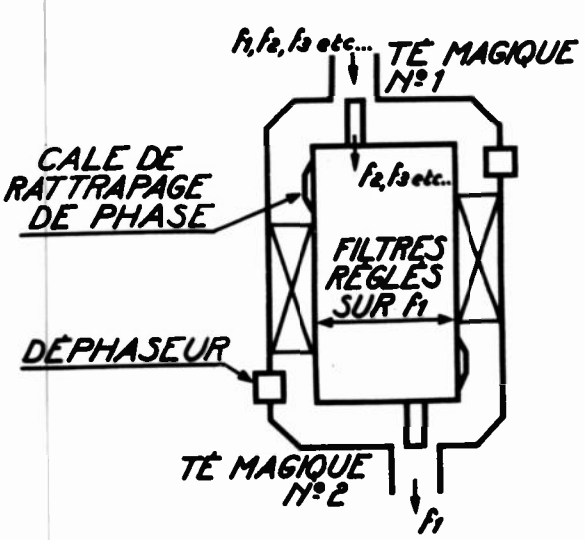


Figure 4. - Filtres en anneau.

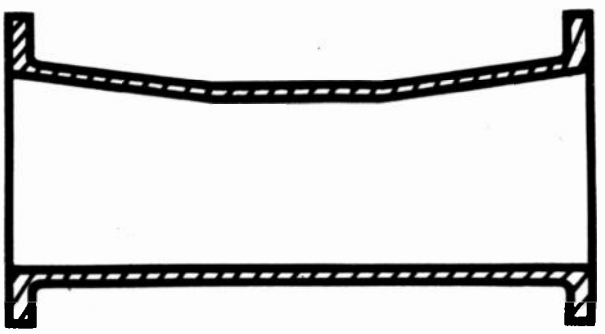


Figure 6. - Cale de rattrapage de phase.

$1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2}$, etc...

mais :

$$\frac{1}{\sqrt{2}}(1+\epsilon), \quad -\frac{1}{\sqrt{2}}(1-\epsilon)$$

ϵ représentant la dissymétrie.

3° - La cale de rattrapage de phase ne maintient pas un écart de phase constant et égal à π entre les deux ondes réfléchies par les filtres. En supposant les filtres identiques (ce qui est donc une condition de bon fonctionnement), et ayant un coefficient de réflexion γ, ces deux ondes réfléchies auront une amplitude complexe :

$$\frac{\gamma}{2}(1+\epsilon), \frac{\gamma}{2}(1-\epsilon)\ e^{2j\varphi}$$

φ représentant l'écart entre la longueur électrique du bras contenant la cale et la longueur théorique. C'est une quantité très petite.

Il en résulte une onde couplée dans le bras E, produisant des ondes stationnaires, et d'amplitude :

$$r+\frac{\gamma}{2}(1+\epsilon) \quad -\frac{\gamma}{2}(1-\epsilon)\ e^{2j\varphi} \ \# \ r-\gamma\ (\epsilon+j\varphi)$$

en négligeant la dissymétrie vue des bras colinéaires, qui n'intervient que pour une correction du deuxième ordre. Nous concluons :

a) Dans la bande passante du filtre de branchement, γ est petit et il ne reste que le terme r. Le T.O.S. est dû uniquement à la désadaptation du Té magique.

b) En dehors de la bande passante, $\gamma \# 1$, et à la désadaptation r vient s'ajouter un terme supplémentaire :

$$\epsilon - j\varphi$$

si nous voulons le réduire jusqu'à ce que, par exemple, un taux de 1,03 ne passe pas à plus de 1,05, il faut que :

- la symétrie du Té soit meilleure que 1 %,
- la variation de longueur électrique du bras contenant la cale de rattrapage de phase soit au maximum de 0,1 mm.

Cette variation peut provenir soit du fonctionnement imparfait de la cale elle-même, soit d'une cause fortuite de désadaptation dans le bras contenant la cale. Un raisonnement sommaire montre que un T.O.S. de 1,015 produit déjà une variation de phase de l'ordre de 0,1 mm.

5. Descriptions et performances

Dans un anneau, tous les éléments, sauf les filtres, sont obtenus par moulage en Zamak sous pression. Cette technique offre l'avantage de fournir des pièces ne demandant que très peu d'usinage. En particulier l'intérieur des guides d'ondes reste brut de fonderie, la précision obtenue étant inférieure au dixième de mm, cette précision étant suffisante pour l'obtention des

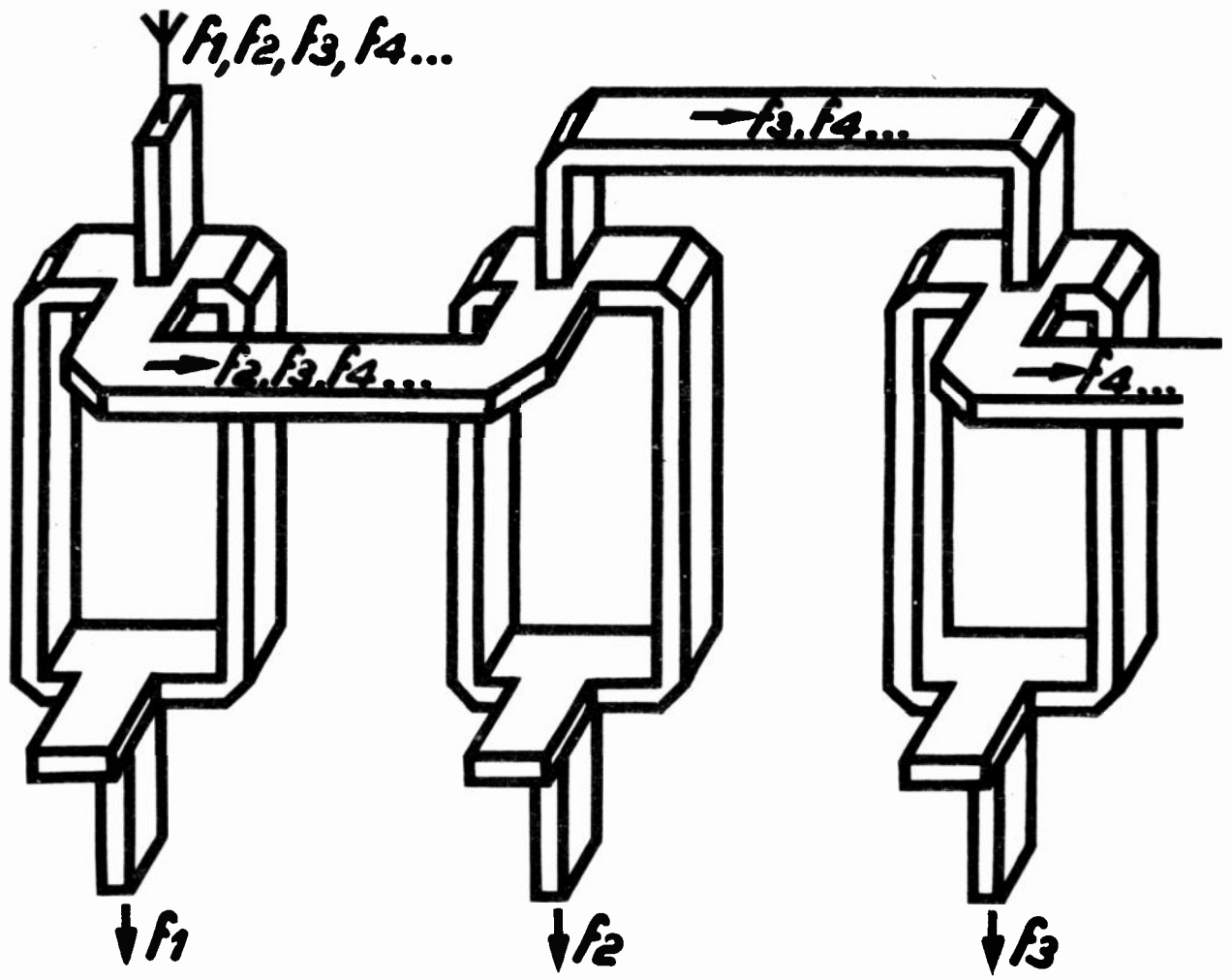


Figure 5. - Branchement par filtres en anneaux.

performances demandées. En outre, la reproductibilité des pièces est très bonne.

5.1. *Té magique*

C'est la pièce maîtresse de l'édifice, car nous avons vu qu'il devait atteindre des performances exceptionnelles. Son adaptation a été rendue excellente dans toute la bande de 3.800 à 4.200 MHz. Le T.O.S. reste toujours inférieur à 1,05 avec une valeur moyenne de 1,03. Le découplage entre bras principaux, mesure significative de la symétrie, est supérieur à 40 dB.

L'organe principal de la correction est une pyramide tronquée surmontée d'une tige, placée dans la transition elle-même. La pyramide adapte principalement le bras E, et la tige le bras H.

Des cales placées dans les deux bras principaux abaissent ensuite les taux sur valeurs annoncées. La position de la tige, qui est une pièce rapportée, doit être précise à 2 ou 3 centième de mm pour obtenir le meilleur découplage.

5.2. *Coudes*

Les coudes dans le plan E ou dans le plan H sont du type à pan coupé. Le réglage d'adaptation est obtenu par l'enfoncement d'une vis. Dans un anneau, on trouve quatre coudes dans le plan E. Le T.O.S. qu'ils ramènent, quoique faible, risque de venir en perturber le fonctionnement. Pour éviter cet inconvénient, l'un des coudes est séparé du Té par un élément de guide de 25 mm, l'autre coude par un guide de 50 mm. La différence de longueur, 25 mm, est sensiblement de $\lambda 8/4$, et les désadaptations se compensent alors pour le bras incident. Cet artifice permet de se rapprocher au maximum du fonctionnement théorique de l'anneau.

5.3. *Les filtres*

Ce sont eux qui permettent d'obtenir les protections demandées. Ils sont du type classique à cavités résonnantes, couplées par des lignes $\lambda 8/4$, les surtensions étant réparties pour obtenir le «maximally flat». Pour atteindre les affaiblissements nécessaires, il a fallu utiliser 5 cavités.

Les obstacles délimitant les cavités sont constitués de rideaux de tiges minces parallèles au champ électrique. Cette technique permet des précisions très grandes sur la réalisation des filtres et procure une faible dispersion dans la fabrication, condition essentielle pour une bonne symétrie des anneaux.

En outre, pour avoir une bonne stabilité dans le temps, le guide utilisé est du cuivre étiré de 3,5 mm d'épaisseur.

5.4. *Performances d'ensemble*

La réalisation industrielle de ces ensembles nous a donné entière satisfaction et les performances obtenues en série satisfont en tout point au cahier des charges que nous avons défini au début de cette communication.

Les pertes par insertion mesurées sont de 1 dB pour un anneau pour la fréquence passante et de 0,2 à 0,3 dB pour les fréquences rejetées.

Les variations de temps de transit ont été calculées; on a trouvé 1,65 m μs pour ± 5 MHz, chiffres qui sont ensuite assez bien vérifiés par la mesure.

6. Avantages du principe choisi

Les avantages du principe choisi résultent des diverses considérations aue nous avons exposées.

1° - Chaque fréquence ne traverse qu'un seul filtre, d'où un minimum d'affaiblissement et de distorsion.

2° - On ne demande pas de performances élevées aux filtres du point de vue T.O.S. En effet, les ondes réfléchies ne sont pas couplées au bras incident, mais elles sont finalement absorbées dans une charge adaptée terminant la série des 6 anneaux. Cette remarque permet de réduire le nombre de cavités nécessaires.

3° - Ce principe n'utilise que des filtres passe-bande dont la théorie et la technique sont maintenant bien acquises. On sait réaliser de tels filtres avec des performances excellentes

FILTRES DE BRANCHEMENT POUR FAISCEAUX HERTZIENS A 4.000 MHZ

MICROWAVE-LINK CONNECTER FILTERS (4,000 Mc/s)

R. HAVOT

L. E. P. Paris (France)

1. Introduction

La combinaison à l'émission ou la séparation à la réception des divers canaux constituant une artère hertzienne donnée s'effectue à l'aide de dispositifs d'aiguillage spéciaux appelés communément « filtres de branchement ».

Les filtres de branchement faisant l'objet de cette communication sont du type dit « à impédance constante » ; ils sont constitués de filtres éliminateurs de bande et de coupleurs directifs demi-puissance, ces derniers remplaçant les jonctions hybrides des dispositifs classiques équivalents. Ils sont montés en cascade et peuvent être utilisés indifféremment à l'émission ou à la réception (Fig. 1).

Ces filtres de branchement ont été étudiés aux « Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées », et font maintenant partie des équipements FHT 4003 développés par la Société « Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques » (1).

L'artère hertzienne RTF qui utilise ces équipements peut comporter jusqu'à quatre canaux à large bande, destinés à transmettre des signaux de télévision, distants de 48 MHz et compris dans l'une ou l'autre des deux bandes 3.800-4.000 MHz ou 4.000-4.200 MHz. A chaque canal correspondent en effet deux fréquences distantes de 208 MHz et situées dans chacune des deux bandes précitées, ces deux fréquences étant, dans un sens de transmission donné, utilisées alternativement sur les tronçons successifs. Dans cette artère hertzienne, la disposition des canaux et les polarisations utilisées sont telles que les canaux adjacents d'un tronçon donné pour un sens de transmission donné ont même polarisation. Il en résulte que les filtres de branchement doivent, compte tenu des filtres passe-bande de réception, et des circuits à fréquence intermédiaire, assurer une protection suffisante d'un canal par rapport à ses canaux adjacents ; cette considération tend à augmenter les performances demandées aux filtres de branchement.

Dans cet exposé, après une brève description du filtre de branchement précité, nous indiquerons une méthode de réglage de cet appareil pouvant être appliquée directement en production, puis nous préciserons les performances obtenues.

2. Le filtre de branchement à coupleurs directifs et à filtres éliminateurs de bande

1° - *Rappel des propriétés du coupleur directif demi-puissance à fentes longitudinales*

Indiquons tout d'abord que le coupleur considéré est constitué de deux tronçons de guide d'onde ayant une paroi commune (le grand côté) comportant deux fentes de couplage orientées dans le sens de la propagation (Fig. 2 a).

Ce type de coupleur jouit de la propriété fondamentale suivante :

Lorsqu'une onde d'amplitude E pénètre par l'un de ses bras, les trois autres étant adaptés, elle se divise entre les deux bras opposés en 2 ondes d'amplitude égale à $E/\sqrt{2}$ et aucune énergie n'apparaît dans le bras adjacent ; d'autre part, l'onde apparaissant sur le bras opposé couplé est déphasée de $+\frac{\pi}{2}$ par rapport à celle relative au bras opposé direct (Fig. 2 b).

Il est aisé de voir que cette propriété entraîne la propriété corollaire suivante :

Si les deux ondes, d'amplitude égale à $E/\sqrt{2}$ mais déphasées de $\pi/2$, pénètrent simultanément par deux bras adjacents du coupleur, il apparaît une onde d'amplitude E sur le bras opposé direct au bras pour lequel l'onde incidente présente une avance de phase de $\pi/2$ (Fig. 2 c).

Il résulte de ces propriétés :

- qu'une onde pénétrant par l'un des bras d'un coupleur, dont les bras opposés sont court-circuités dans un même plan, est intégralement transmise au bras adjacent (Fig. 2 d) ;
- qu'une onde pénétrant par l'un des bras d'un ensemble de deux coupleurs, connectés en cascade, est intégralement transmise au bras de sortie du second coupleur, diagonalement opposé au bras d'entrée du premier (Fig. 2 e).

2° - *Description et fonctionnement du filtre de branchement à coupleurs directifs et à filtres éliminateurs de bande*

Ce filtre de branchement est constitué de deux coupleurs directifs du type indiqué ci-dessus et de deux filtres éliminateurs de bande identiques placés entre ces deux coupleurs, comme indiqué sur la Fig. 3.

Chaque filtre éliminateur pouvant être assimilé à un réflecteur pour toutes les fréquences comprises dans la bande pour laquelle il a été réglé et à une ligne de transmission pour les fréquences extérieures à cette bande, on peut facilement expliquer le fonctionnement du filtre de branchement à partir de ce qui précède. Ainsi, lorsqu'une onde composite pénètre par l'un des bras d'un coupleur du filtre de branchement, toutes les composantes de cette onde, dont les fréquences sont comprises dans la bande d'accord des filtres éliminateurs, sont transmises au bras adjacent de ce coupleur et toutes les composantes extérieures à cette bande le sont au bras du second coupleur diagonalement opposé au bras d'entrée du premier (Fig. 3).

Chaque filtre de branchement permet donc de sélectionner un canal dont les composantes sont comprises à l'intérieur de la bande d'accord de ses filtres éliminateurs. La séparation des n canaux constituant une artère hertzienne donnée s'effectue à l'aide de n filtres de branchement montés en cascade et ayant leurs filtres éliminateurs réglés sur chacun des canaux.

Pour la combinaison à l'émission de canaux, le fonctionnement est entièrement réciproque de celui qui vient d'être décrit (Fig. 1, flèches en traits interrompus).

3° - *Filtres éliminateurs de bande*

a) Principe

Ces filtres sont constitués de circuits accordés série montés en dérivation sur le guide d'onde, les distances entre circuits successifs étant $3\,\lambda_g/4$ (Fig. 4). Les surtensions des divers circuits sont réglées de telle façon que la courbe de réponse globale soit de la forme :

$$\frac{Pi}{Pr} = 1 + \left[Q_r\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right]^{2n}$$

expression correspondant à une caractéristique de filtre méplat et pour laquelle :

Pi représente la puissance incidente appliquée au filtre,

Pr représente la puissance réfléchie par ce filtre,

f_0 représente la fréquence centrale de ce filtre,

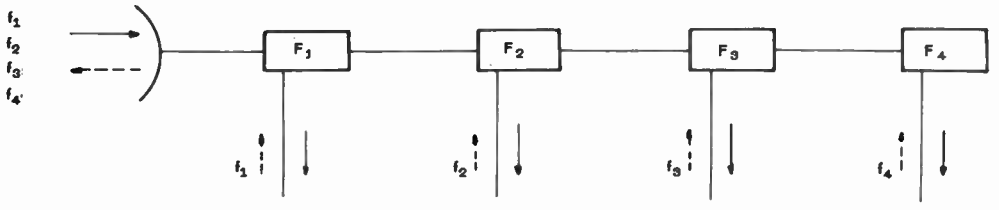
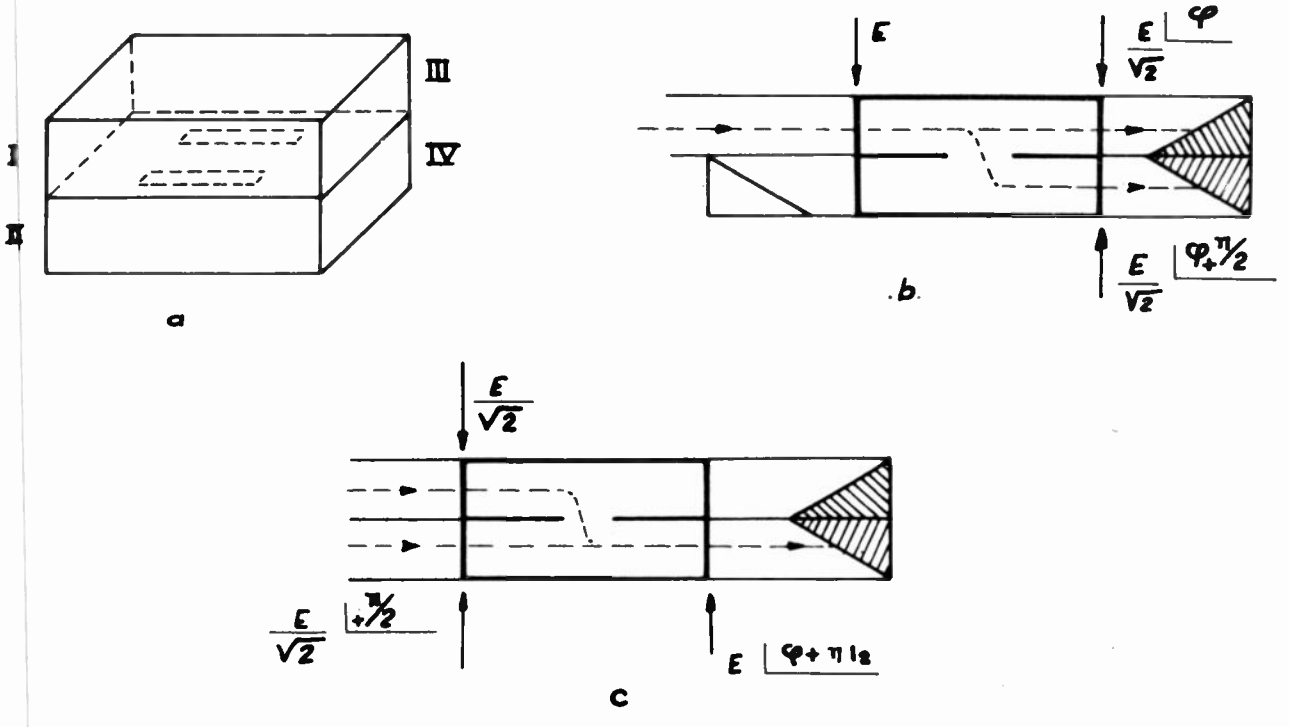


Figure 1. - Montage d'un ensemble de filtres de branchement.



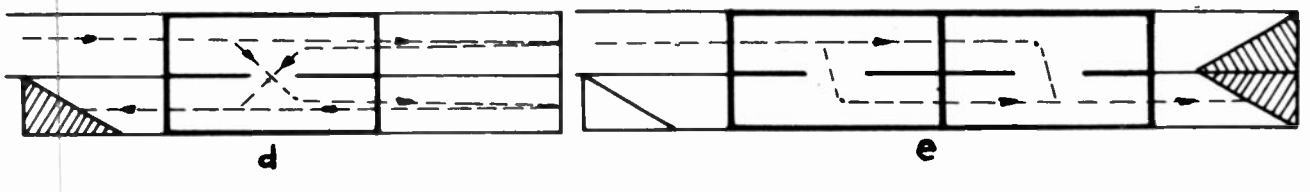


Figure 2. - Propriétés du coupleur demi - puissance à fentes longitudinales.

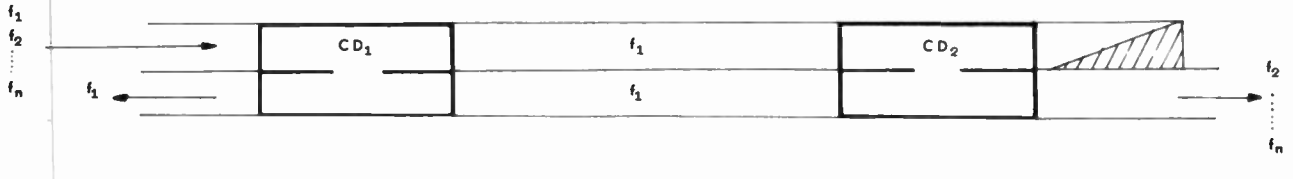


Figure 3. - Schéma de principe d'un filtre de branchement.

Q_t représente la surtension globale du filtre ($Q_t = \frac{f_0}{B}$, B étant la bande à 3 dB du filtre),

n représente le nombre de circuits.

On démontre que cette relation est obtenue lorsque la surtension d'un circuit de rang r est reliée à la surtension globale par la formule

$$Q_r = \frac{Q_t}{\sin\left(\frac{2r-1}{2n}\right)\pi}$$

Notons en passant que les performances requises pour ces filtres de branchement ont conduit à prendre 4 circuits par filtre éliminateur.

Remarque

Contrairement à ce qui se passe pour les filtres passe-bande (I), les surtensions individuelles des circuits sont, d'après la formule ci-dessus, toujours supérieures à la surtension globale et peuvent avoir de ce fait des valeurs élevées. Il en résulte que les pertes dans les circuits sont loin d'être négligeables et que les surtensions théoriques données par la formule ci-dessus ne permettent pas d'obtenir une courbe de réponse présentant une caractéristique de filtre méplat, même si l'on tient compte de la sélectivité des lignes de couplage.

L'expérience montre que pour obtenir une caractéristique de filtre méplat de largeur de bande donnée, les surtensions des divers circuits doivent être plus faibles que celles indiquées par le calcul, la diminution étant relativement plus sensible pour les circuits de forte surtension.

b) Constitution d'un circuit de filtre (Fig. 5 a)

Le circuit proprement dit est constitué d'une tige et d'une vis d'accord perpendiculaires aux petits côtés du guide ; une vis de couplage perpendiculaire aux grands côtés permet de régler la surtension de ce circuit à la valeur désirée. La Fig. 5 b représente une caractéristique typique donnant la surtension d'un circuit en fonction de l'enfoncement de la vis de couplage dans le guide. Notons que les deux réglages d'accord et de couplage ne sont pas absolument indépendants et que la mise au point d'un tel circuit ne peut se faire que par approximations successives.

Remarque

La vis de couplage introduit une capacité parasite supplémentaire qui peut être considérée comme étant en parallèle sur le circuit accordé et qui se traduit par une dissymétrisation de la courbe de réponse de ce circuit.

En intégrant les capacités parasites des circuits aux quadripoles constitués par les lignes en 3 $\lambda g/4$ on voit que tout se passe comme si ces lignes subissaient un allongement fictif, allongement naturellement fonction de la surtension des circuits sur lesquels elles sont connectées.

On peut donc prévoir qu'une diminution judicieuse des longueurs de lignes de couplage assurera une compensation de l'effet parasite précité et c'est ce que nous avons constaté expérimentalement lors de la mise au point de ces circuits.

4° - Constitution mécanique des filtres de branchement

Chaque filtre de branchement se présente extérieurement sous la forme de deux guides d'onde, au standard américain 2" × 1" (RG 49 U), accolés par le grand côté.

Il se compose de :

- 2 sections de raccordement identiques permettant d'effectuer la liaison des guides simples au guides doubles ;
- 2 coupleurs directionnels demi-puissance, à fentes longitudinales ;
- 2 filtres éliminateurs de bande identiques entre eux, situés chacun sur l'un des deux guides.

Les circuits de ce filtre sont placés au centre de sections de guides d'onde de longueur légèrement inférieure à 3 $\lambda g/4$ et l'ensemble des deux filtres est donc constitué de 4 sections de guide double de même longueur. Des cales d'épaisseur variable sont placées entre ces sections et permettent d'ajuster l'espacement entre circuits.

- 1 terminaison adaptée placée sur le bras non connecté du second coupleur.

La photographie de la Fig. 6 montre un exemplaire de chaque élément constitutif d'un filtre de branchement, à savoir, de gauche à droite :

- 1 coupleur directif demi-puissance ;
- 1 section de filtre double ;
- 1 section de raccordement de guide simple à guide double ;

et au premier plan :

- 1 section d'espacement.

La photographie de la Fig. 7 représente un filtre de branchement entièrement monté.

3. Réglage des filtres de branchement - Performances obtenues

1° - Réglage

Le coupleur directif demi-puissance utilisé présente par construction des caractéristiques suffisantes pour assurer un fonctionnement correct des filtres de branchement dans toute la bande 3.800-4.200 MHz et ce, sans aucun réglage.

Ces caractéristiques sont :

- SWR < 1,1 sur chaque bras, les 3 autres étant adaptés ;
- division de puissance en 2 parties égales à $\pm 0{,}15$ dB près ;
- directivité > 35 dB.

Le réglage d'un filtre de branchement de ce type se ramène donc à ceux de ses 2 filtres éliminateurs de bande ; la mise au point de ces derniers effectuée entièrement au wobbulateur comporte :

- le réglage des circuits accordés série ;
- le réglage des espacements entre circuits.

a) Réglage des circuits accordés série

Ce réglage s'effectue sur une onde réfléchie, ce qui conduit à utiliser un coupleur directionnel de directivité aussi grande que possible (35 à 40 dB). Le coupleur directif du même type que celui entrant dans la constitution des filtres de branchement est parfaitement adapté à cet usage. On peut remarquer ce coupleur sur la photographie de la Fig. 8 qui représente le banc de mesures lors de la mise au point d'un circuit de filtre. Les bras de ce coupleur sont connectés respectivement au wobbulateur et aux circuits de détection pour les bras de droite, au circuit à régler et à une terminaison adaptée pour les bras de gauche. Des guides unidirectionnels sont placés directement sur les 3 bras non connectés à la section de filtre, de manière à avoir une adaptation aussi bonne que possible, cette condition étant indispensable pour assurer la validité des mesures au wobbulateur.

Les oscillogrammes des Fig. 9 et 10 représentent respectivement le signal wobbulé appliqué à l'entrée du coupleur directionnel et le signal réfléchi par le circuit de filtre en cours de réglage. Sur ce dernier, on pourra remarquer la dissymétrie de la courbe signalée ci-dessus et les repères de marquage utilisés pour le réglage des largeurs de bande des circuits.

b) Réglage des espacements entre circuits

Ce réglage s'effectue sur le filtre de branchement entièrement monté et consiste à ajuster au mieux de la courbe de réponse globale du filtre les distances entre circuits successifs. La photographie de la Fig. 11 montre un filtre de branchement en cours de réglage sur le banc de mesures à wobbulateur. Le coupleur directif ayant servi au réglage des circuits en série a été conservé afin d'effectuer facilement le contrôle du signal appliqué au filtre de branchement. Le détecteur est connecté au bras adjacent au bras d'entrée de l'un des coupleurs du filtre de branchement, le bras de sortie du second coupleur étant fermé sur une terminaison sans réflexion.

Le réglage s'effectue alors de la façon suivante : en l'absence de cales d'espacement, les distances entre circuits étant trop courtes, comme indiqué ci-dessus, on obtient une courbe de réponse dont la partie centrale plate est légèrement inclinée et centrée sur une fréquence supérieure à la fréquence centrale (Fig. 12 a). L'introduction,

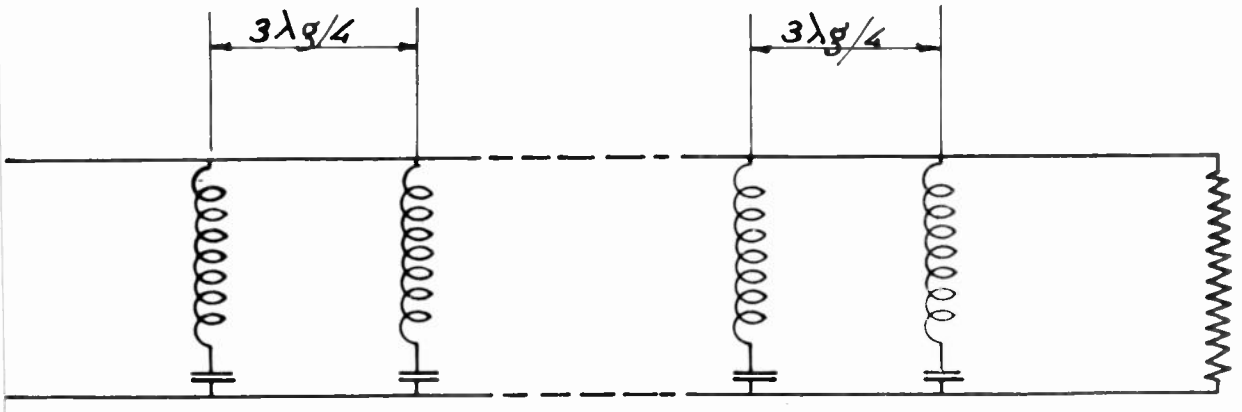


Figure 4. - Filtre éliminateur de bande - schéma de principe.

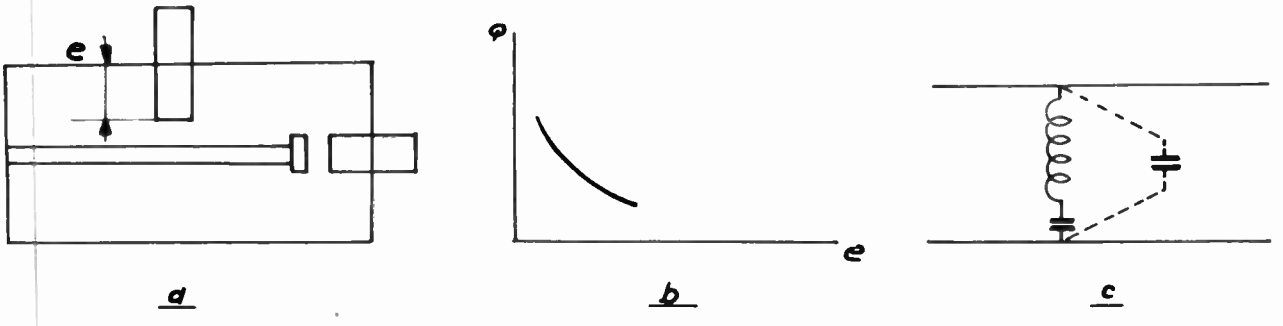


Figure 5. - Constitution d'un circuit de filtre.

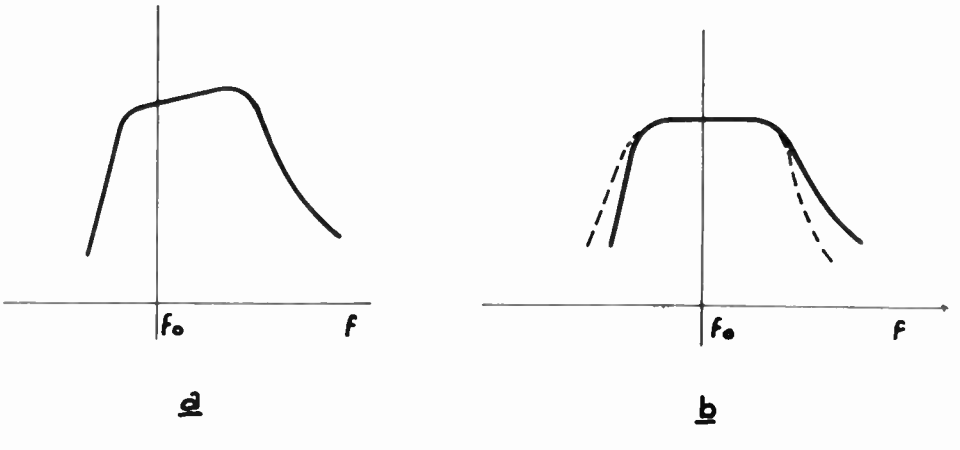
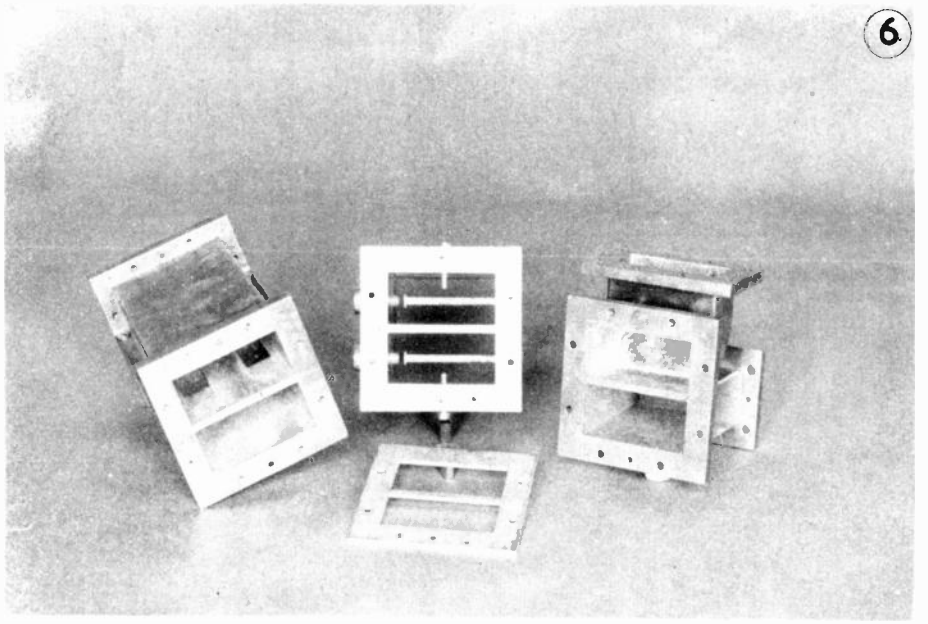


Figure 12. - Réglage des espacements entre circuits de filtre.



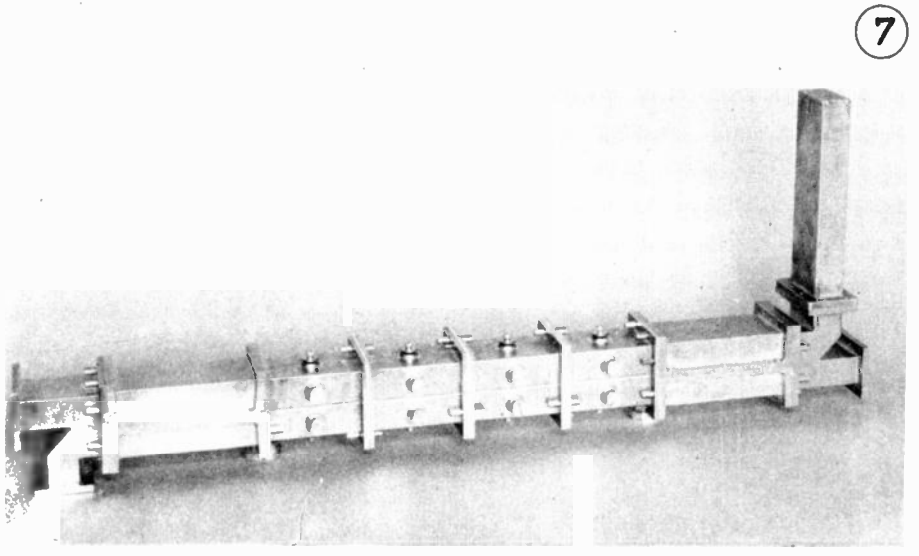
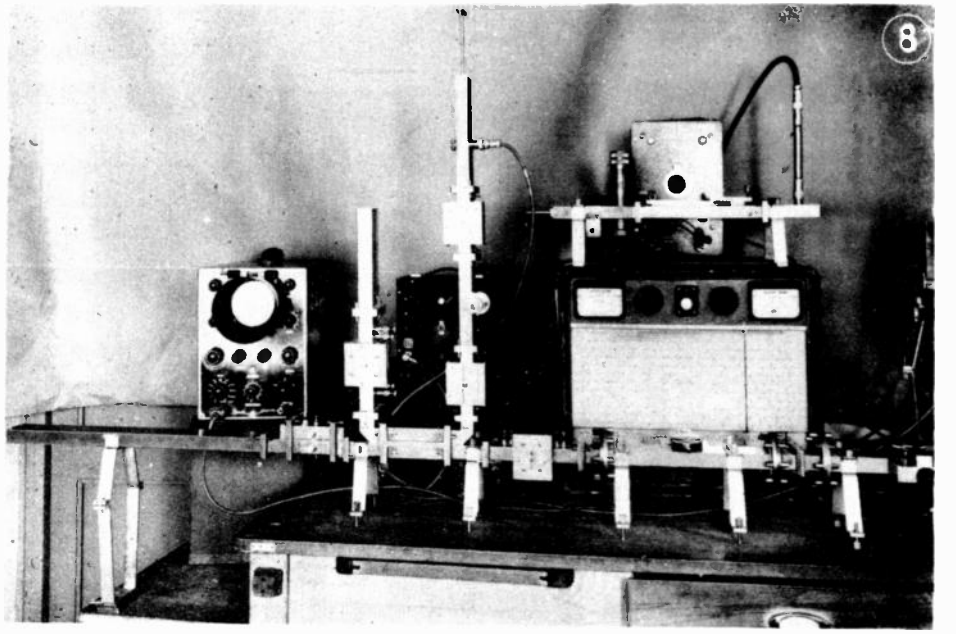


Figure 6. - Eléments constitutifs d'un filtre de branchement.

Figure 7. - Filtre de branchement monté.



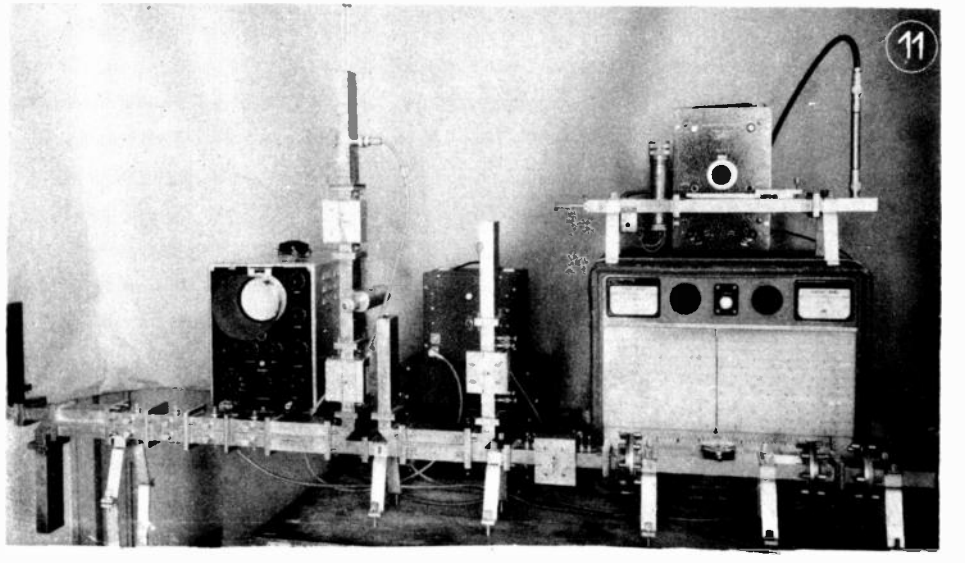


Figure 8. - Elément de filtre en cours de réglage.

Figure 11. - Filtre de branchement en cours de réglage.

entre chaque section de filtre, de cales d'espacement identiques d'épaisseur convenable, permet de recentrer la courbe et de redresser la partie plate centrale (Fig. 12 b), courbe en trait plein). A ce stade, il subsiste encore une légère dissymétrisation des flancs qui peut être supprimée sans altération de la partie centrale de la courbe, par la seule augmentation de l'épaisseur de la cale placée entre les circuits intermédiaires (Fig. 12 b, courbe en trait pointillé).

Les oscillogrammes des Fig. 13 et 14 montrent respectivement le signal sélectionné et le signal transmis par le filtre, l'écart entre les repères de marquage extrêmes étant de l'ordre de 30 MHz. Pour l'examen du signal transmis, les circuits de détection du wobbulateur sont placés sur le bras de sortie du second coupleur du filtre de branchement, le bras du premier coupleur, correspondant au signal sélectionné, étant alors fermé sur une terminaison sans réflexion.

2° *Performances obtenues*

Les filtres de branchement qui viennent d'être décrits présentent en moyenne les performances suivantes :

- Largeur de bande entre points à 0,5 dB ≃ 31 MHz ;
- Largeur de bande entre points à 3 dB ≃ 44 MHz ;
- Largeur de bande entre points à 15 dB ≃ 60 MHz ;
- SWR < 1,1 dans toute la bande 3.800-4.000 MHz ou 4.000-4.200 MHz.

Par ailleurs, les pertes d'insertion sont de :

- 0,5 dB environ sur le canal sélectionné ;
- 0,3 dB environ sur les canaux transmis .

4. Conclusion

L'utilisation de coupleurs directifs demi-puissance dans les filtres de branchement à impédance constante a permis de réaliser des appareils présentant sur les systèmes classiques à jonctions hybrides (4) (5) un certain nombre d'avantages qu'il importe de signaler.

Ces avantages sont les suivants :

- Une réalisation mécanique des coupleurs plus simple que celle des jonctions hybrides ;
- Une plus grande facilité d'assemblage des éléments constitutifs en raison de la structure même des coupleurs et de leur propriété de déphasage ; cette propriété entraîne en effet la suppression des sections de déphasage en $\lambda g/4$ des systèmes à jonctions hybrides et permet en outre de s'affranchir de la sélectivité de ces sections.
- Un encombrement plus faible résultant de cette suppression.
- Une présentation plus compacte.
- Une mise au point plus rapide due au fait que les coupleurs directifs ne comportent aucun réglage alors que les jonctions hybrides doivent être adaptées pour chaque canal.

5. Bibliographie

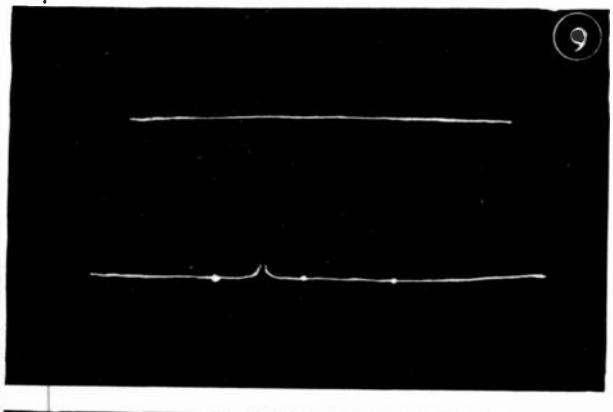
(1) - A. Laurens et J.D. Koenig - Le faisceau hertzien FHT 4003, Onde électrique, Novembre 1957

(2) - J. Dockes - Etude sur les obstacles et les filtres en guide rectangulaire, Câbles & Transmissions n° 3 1952

(3) - W.W. Mumford - Maximally flat filters in waveguide B.S.T.J. Octobre 1948

(4) - W.D. Lewis et L.C. Tillotson - A non-reflecting branching filter for microwaves B.S.T.J. Janvier 1948

(5) - G.C. Southworth - Principles and Applications of Waveguide transmission - D. Van Nostrand. 1950



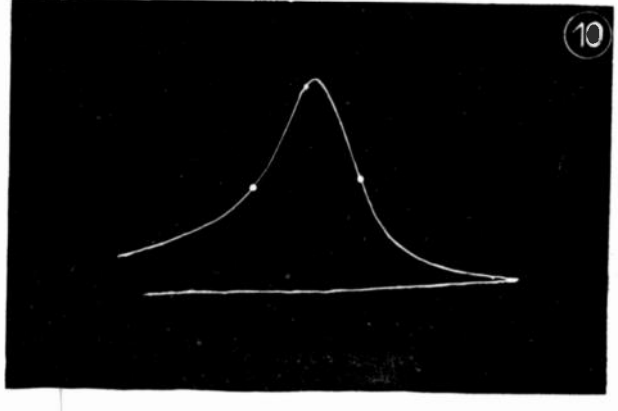
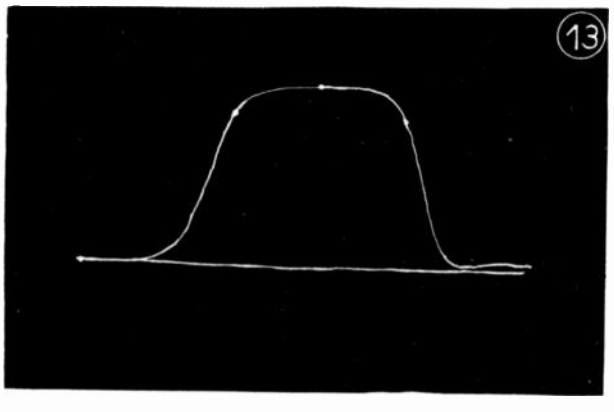


Figure 9. - Signal wobulé et repère d'ondemètre (réglage avec plan de court - circuit).

Figure 10. - Signal réfléchi par un élément de filtre.



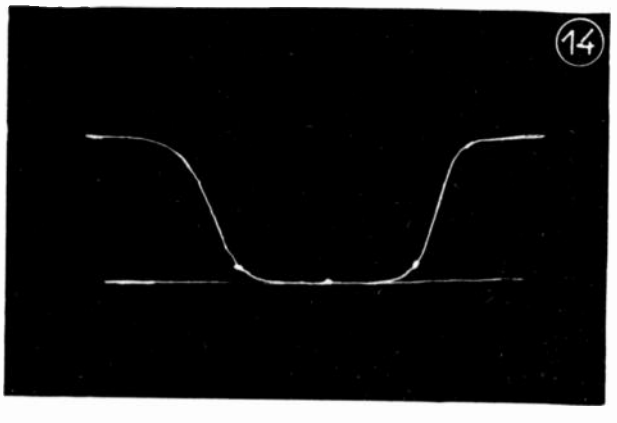


Figure 13. - Courbe de réponse d'un filtre de branchement (signal réfléchi.)

Figure 14. Courbe de réponse d'un filtre de branchement (signal transmis).

FILTRE D'EMBRANCHEMENT A GUIDE D'ONDES CIRCULAIRE

BRANCHING FILTER USING CIRCULAR WAVEGUIDE

S. KAWAZU
Electrical Communication Laboratory
N.T.T.P.C., Tokyo (Japon)

On utilise couramment comme dispositif d'aiguillage pour les faisceaux hertziens en hyperfréquence un système à deux filtres coupe-bande réunis à l'aide de deux jonctions différentielles. On va décrire ici un nouveau type d'aiguillage utilisant un guide d'ondes circulaire.

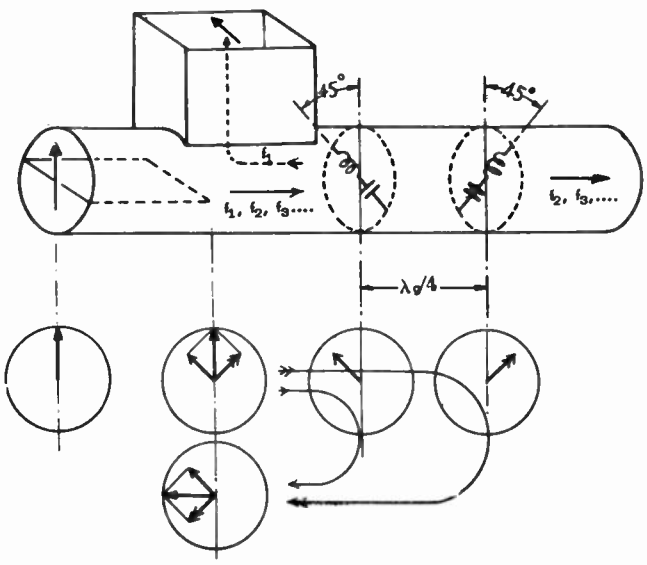


Figure 1. - Schéma du dispositif d'aiguillage.

La figure 1 montre un schéma de ce type d'aiguillage : l'onde incidente, en mode TE_{11} et en polarisation verticale, traverse la section de dérivation de gauche à droite, elle est alors réfléchie par un couple de filtres coupe bande disposés perpendiculairement l'un à l'autre, inclinés de 45° par rapport à la verticale, et distants d'un quart de longueur d'onde; ces filtres sont conçus pour travailler seulement sur une polarisation donnée, sans affecter les ondes de polarisation orthogonale. L'onde réfléchie comprend deux composantes comme le montre le schéma, dont l'une est de signe opposé à l'autre, ayant parcouru un chemin plus long de deux fois un quart de longueur d'onde; elle revient en polarisation horizontale et sort par la dérivation.

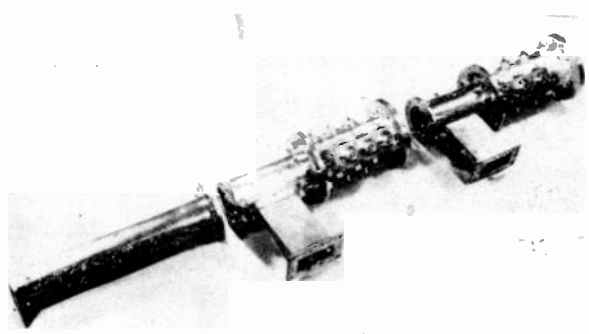


Figure 2. - Dispositif d'aiguillage utilisant un guide d'ondes circulaire.

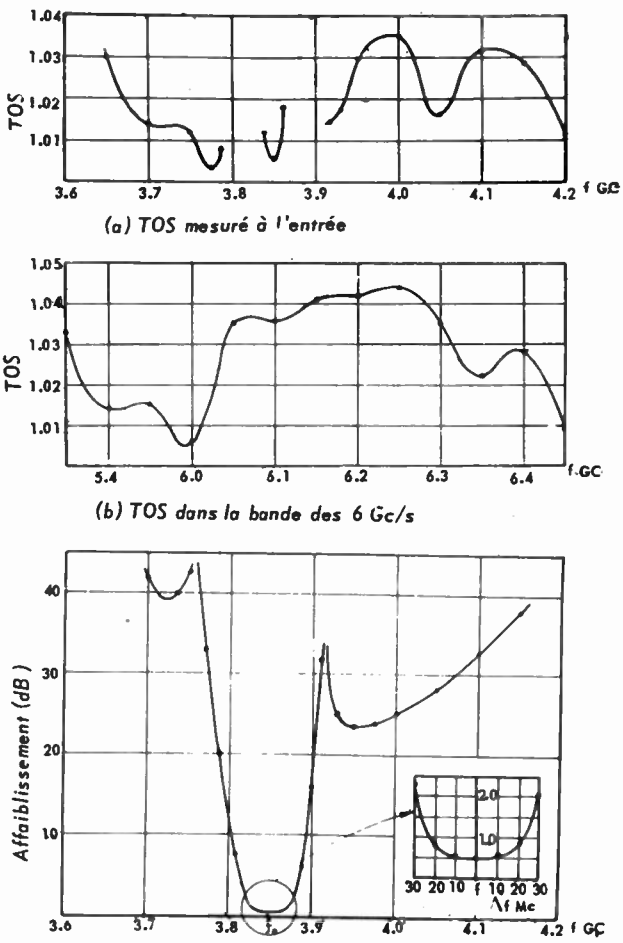


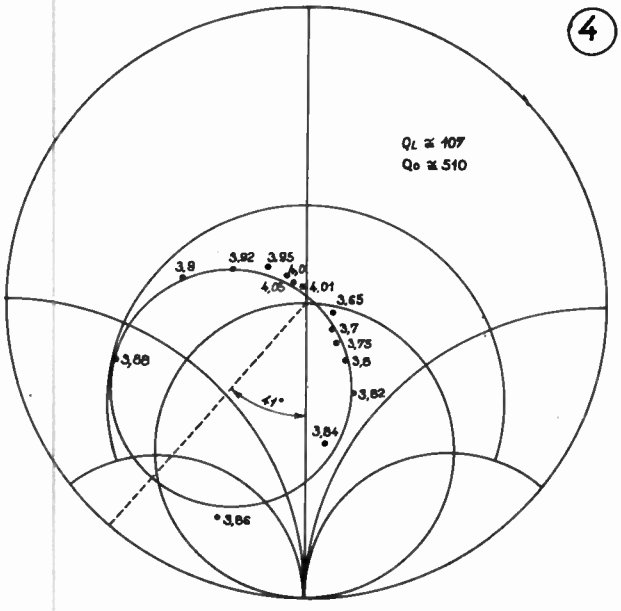
Figure 3. - Caractéristiques nominales (la bande dérivée est 3 850 ± 10 Mc/s).

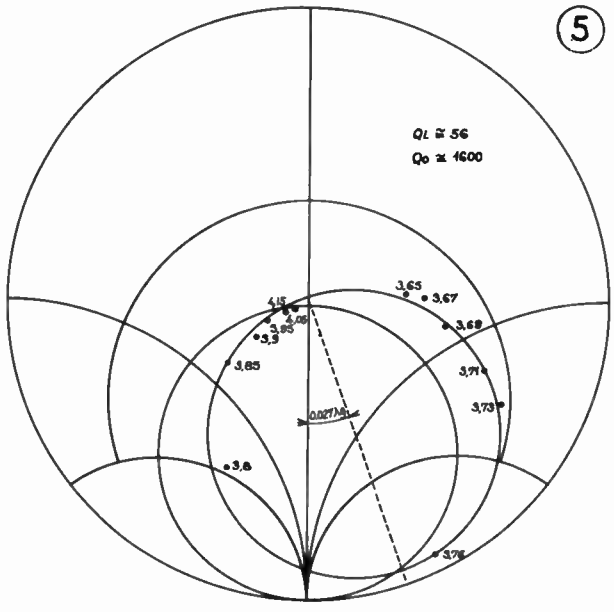
La figure 2 montre une photographie d'un aiguillage de ce type, construit pour l'utilisation dans la bande des 4 Gc/s, et la figure 3 montre ses caractéristiques nominales.

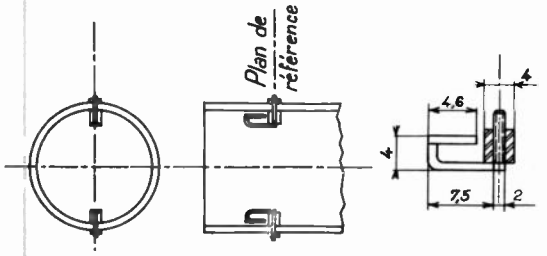
Ce type d'aiguillage présente des avantages par rapport aux systèmes ordinaires : il a une structure simple et maniable; il réfléchit très peu les ondes qui le traversent, et il peut être traversé par des ondes d'une autre bande de fréquences; par exemple, on voit sur la figure 3(b) le taux d'ondes stationnaires (TOS) dans la bande des 6 Gc/s d'un filtre destiné à dériver la bande 3 850 ± 10 Mc/s.

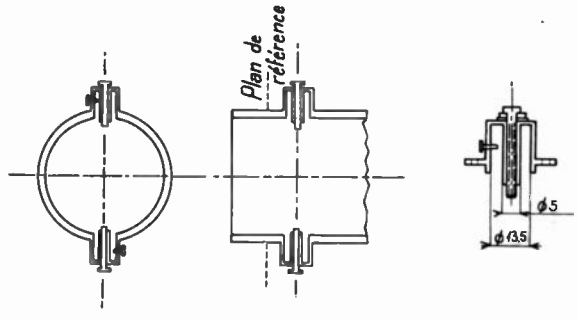
On n'indiquera pas ici les détails de réalisation.

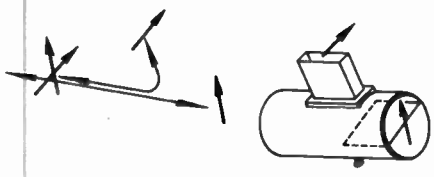
* Texte traduit de l'anglais

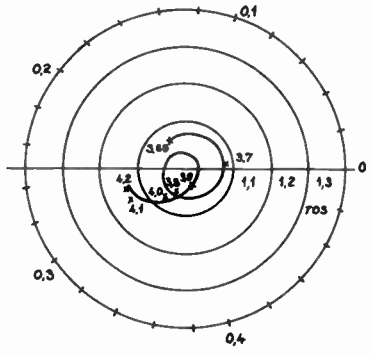












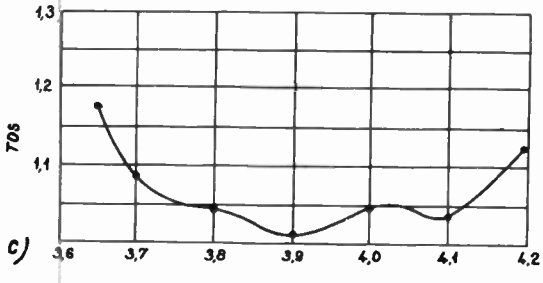


Figure 4. - Elément d'accord de type spiral. Caractéristique d'impédance de cet élément.

Figure 5. - Elément d'accord de type coaxial. Caractéristique d'impédance de cet élément:

Figure 6. - Aiguillage.
a) Vue schématique de l'aiguillage.
b) T.O.S. de l'aiguillage vu du bras passant.
c) T.O.S. de l'aiguillage vu du bras dérivé.

Cette communication a été présentée au Congrès par M. Thue, Ingénieur au Centre National d'Etude des Télécommunications.

Plusieurs personnes auraient désiré avoir quelques détails complémentaires, notamment sur les points suivants :

- Ce système est-il uniquement expérimental, ou bien une fabrication en série est-elle envisagée ?

  Ce système sera-t-il utilisé effectivement sur les liaisons hertziennes ?

- Comment sont réalisés les filtres coupe-bande qui réfléchissent une polarisation sans perturber la polarisation orthonale ?

A l'issue du Congrès, M. Thue a écrit à l'auteur de la communication pour lui poser ces questions, et il a reçu de M. Kawazu la réponse suivante :

Réponse de M. S. Kawazu (janvier 1958)

Je vais indiquer ci-dessous quelques détails sur le dispositif d'aiguillage, qui est actuellement fabriqué en série pour être installé dans le réseau hyperfréquence de la N.T.T., à la place de l'ancien système à deux tés magiques et deux filtres coupe-bande. Le nouveau système d'aiguillage est plus économique que l'ancien, compte tenu de sa structure simple et de sa rigidité mécanique.

Le principe d'aiguillage de notre système hyperfréquence est du type ordinaire, avec un espacement de 80 MHz entre canaux adjacents, et six émetteurs ou récepteurs branchés sur une seule antenne. Le TOS vu de l'antenne doit être suffisamment bon (inférieur à 1,08 dans $\pm$ 10 MHz pour chaque canal par exemple) pour éviter les distorsions dues aux échos; nous avons inséré des isolateurs dans un système entre Tokyo et Osaka (10 sections) à cause des caractéristiques médiocres des filtres réalisés il y a quelques années, mais je pense plutôt qu'il vaut mieux insérer des isolateurs entre les filtres et les émetteurs ou les récepteurs. L'affaiblissement d'insertion doit être inférieur à quelques dixièmes de décibel, et le découplage vis-à-vis d'un autre canal sera suffisant avec 20 dB.

Compte tenu des exigences ci-dessus, le filtre comprend trois cellules à caractéristiques de Tchebychef; nous avons réalisé deux types d'éléments d'accord, après avoir examiné de nombreuses autres formes : l'un est de type spiral comme le montre la figure 4, et le second est de type coaxial comme sur la figure 5; les caractéristiques nominales d'accord sont indiquées sur les figures; le premier type a une forme plus simple, mais on a des difficultés en fabrication à maintenir cette forme, et ses pertes sont relativement plus élevées; le second a de meilleures caractéristiques et une forme mieux adaptée à la production en série, quoique la construction soit assez complexe; on construit actuellement des éléments d'accord du second type. Les dimensions de cet élément d'accord coaxial sont déterminées à partir des valeurs de la surtension à vide (son diamètre) de la surtension en charge (son enfoncement dans le guide) et de la fréquence d'accord (longueur de la partie coaxiale, voisine d'un quart de longueur d'onde). Le réglage fin de la fréquence d'accord et de la surtension en charge est obtenu en enfonçant des vis dans la cavité. Le réglage de cet élément d'accord s'effectue aisément au moyen d'un oscillateur à balayage et d'un tube de Braun; le réglage en mesurant à une fréquence ne convient pas, à cause des interactions qui peuvent exister entre éléments opposés pour supprimer des modes supérieurs d'excitation.

Le TOS d'une section d'aiguillage est représenté sur la figure 6 à titre d'exemple, et les caractéristiques globales sont celles déjà indiquées antérieurement. Les caractéristiques comparées à celles de l'élément d'accord spiral semblent être meilleures en ce qui concerne le TOS, à la fois pour le canal dérivé et les canaux passants, et le découplage entre l'accès dérivé et l'accès passant (ce qui indique un équilibrage plus facile des éléments dans la réalisation pratique) mais légèrement moins bonnes quant aux pertes dans la bande dérivée.

On a résolu sans difficulté le problème du transformateur entre guides rectangulaire et circulaire, et le problème de l'excitation des composantes en polarisation croisée et en d'autres modes, ce qui se produit lorsqu'on connecte les guides par des brides ou lorsqu'on utilise des coudes.

FILTRES D'AIGUILLAGE HYPERFRÉQUENCE

MICROWAVE SWITCHING FILTERS

P. MARIÉ
C.N.E.T. Issy-les-Moulineaux (France)

Entre les équipements d'émission ou de réception sur ondes centimétriques qui exploitent des bandes de fréquence de 15 Mc/s pour la téléphonie multiplex ou de 30 Mc/s pour la télévision et les aériens qui peuvent rayonner des faisceaux d'ondes correspondant à une largeur de plusieurs milliers de mégacycles, il est nécessaire d'intercaler des filtres d'aiguillage qui groupent ou séparent les deux gammes actuellement exploitées qui couvrent de 3800 à 4200 Mc/s et de 6900 à 7400 Mc/s, et d'autres filtres qui fragmentent ces gammes en canaux de 15 ou 30 Mc/s de largeur de bande ou les regroupent, tout cela avec un découplage aussi fort que possible entre les équipements et des taux d'ondes stationnaires en tension toujours inférieurs à 1,05.

La figure 1 représente le filtre d'aiguillage séparateur de gammes qui a été réalisé au C.N.E.T. Les ondes TE_{11} de la gamme 3800 - 4200 Mc/s qui entrent dans les sections rondes de ce filtre le traversent sans subir de perte ni de réflexion sensible. Les ondes de la gamme 6900 - 7400 Mc/s qui descendent dans le même feeder que les ondes de l'autre gamme sortent par l'une ou l'autre des sections de guide rectangulaire qui apparaissent figure 1 ; réciproquement, si l'on branche des émetteurs sur ces sections l'énergie émise sera rayonnée de façon directive dans le feeder avec une polarisation ou une autre perpendiculaire à la première selon la section de guide rectangulaire sur laquelle on se branche.

Le principe de fonctionnement est le suivant : c'est un coupleur directif à prises multiples [1] et [2]. Les éléments de couplage que l'on voit figure 2 sont constitués par des tronçons de guide d'onde dont la fréquence de coupure est placée entre les gammes à séparer. On montrera plus loin comment on peut dimensionner l'ensemble pour que le couplage soit total pour la gamme haute et nul pour la gamme basse.

La figure 3 représente un filtre d'aiguillage qui dans une gamme dérive un canal, de 15 ou 30 Mc/s, et on voit figure 4 les différents éléments de ce filtre. L'ensemble des ondes relatives à l'ensemble des canaux se propagent dans l'un des guides rectangulaires, et continuent à se propager sans perturbation si elles n'appartiennent pas au canal à dériver, au contraire une onde dont la fréquence appartient à ce canal change de guide rectangulaire. Les deux guides rectangulaires sont couplés à travers des cavités cylindriques qui résonnent en polarisation circulaire. Nous avons décrit antérieurement ce dispositif [3].

Au cours de nos recherches qui ont porté les dispositifs que nous venons de décrire et sur d'autres dont la description nous entraînerait trop loin, la notion de biquadrionde s'est imposée à nous. Nous allons ébaucher cette théorie et après avoir indiqué rapidement les méthodes de calcul nous donnerons les formules de dimensionnement obtenues par ces méthodes.

Nous définissons le biquadrionde comme un circuit qui échange avec les organes qui l'entourent de l'énergie électromagnétique sous forme de huit ondes réparties en deux groupes de quatre. Dans chacun des groupes de quatre ondes on distingue deux ondes incidentes et deux ondes émergentes, ou plus précisément : une première onde incidente dont l'énergie ressort sous forme de deux ondes émergentes et une seconde ondes incidente qui, aux intensités relatives près, donne les mêmes ondes émergentes que la première.

A cette définition répondent, en optique, les lames cristallines anisotropes ou incidence normale et les lames semi-réfléchissantes attaquées sous un angle d'incidence et dans un plan d'incidence donnée.

Dans ce dernier cas, les deux ondes émergentes de notre définition sont l'onde transmise et l'onde réfléchie.

Dans le domaine des ondes centimétriques et de la propagation guidée notre définition s'applique aux coupleurs directionnels, aux tés magiques, à des joints de guide que nous avons appelés biquadriondes en Té et à certaines transitions qui engendrent plusieurs modes.

Pour grouper des objets connus, en apparence hétéroclites, et des objets nouveaux répondant tous à la définition que nous venons d'énoncer, il convenait de créer un néologisme.

On peut obtenir un nouveau biquadrionde en associant deux biquadriondes, tels que ceux précités, de telle sorte qu'ils échangent deux ondes.

Notons qu'il existe deux façons et deux seulement d'associer deux biquadriondes :

- ou bien les deux ondes échangées se propagent dans le même sens de l'un des biquadriondes vers l'autre ;
- ou bien les deux ondes échangées se propagent en sens contraire, l'une allant du premier au second biquadrionde pendant que l'autre va du second au premier.

En définition, nous disons dans le premier cas que le couplage est homéodrome, et dans le second cas, nous disons qu'il est hétérodrome.

Nous avons été conduit à cette terminologie parce qu'elle est sans ambiguïté alors que la définition de schémas équivalents est parfois ambigüe, en effet : la distinction en onde transmise et onde réfléchie est évidente dans le cas où l'onde incidente se propage sur une ligne shuntée par une impédance, mais cette distinction devient arbitraire dans le cas de coupleurs directifs où pour une onde incidente donnée on peut choisir parmi les deux ondes émergentes celle que l'on convient de considérer comme réfléchie. Aux deux possibilités de choix correspondent en général deux possibilités de schémas équivalents.

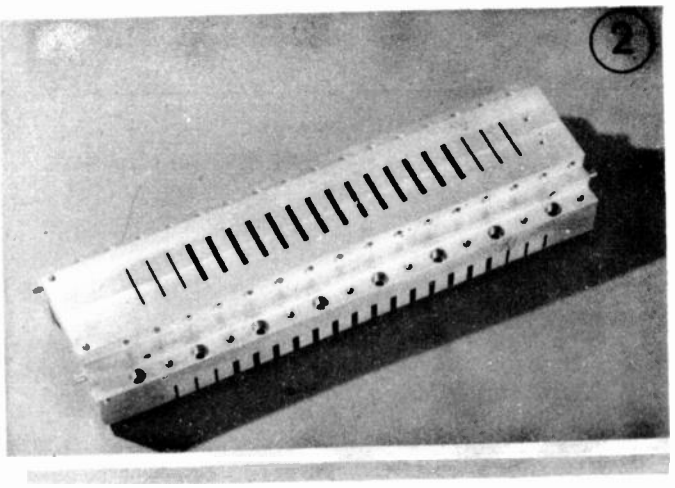
Les notions de couplage série ou parallèle qui sont liées à la notion de schéma équivalent deviennent rapidement ambigües lorsqu'on s'écarte des cas simples.

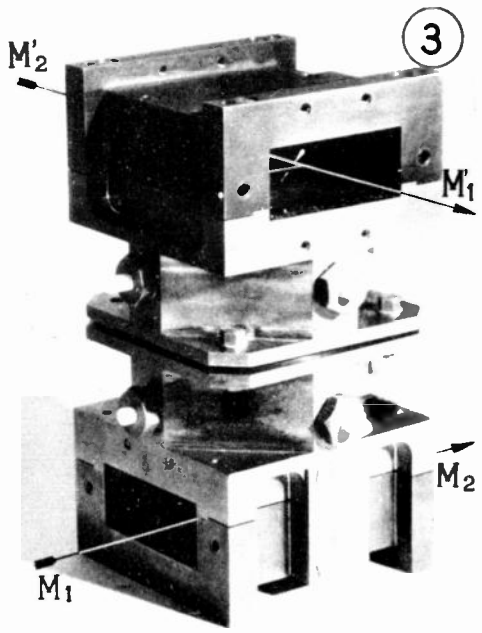
Aux deux possibilités de couplage correspondent deux formes de la matrice de transfert :

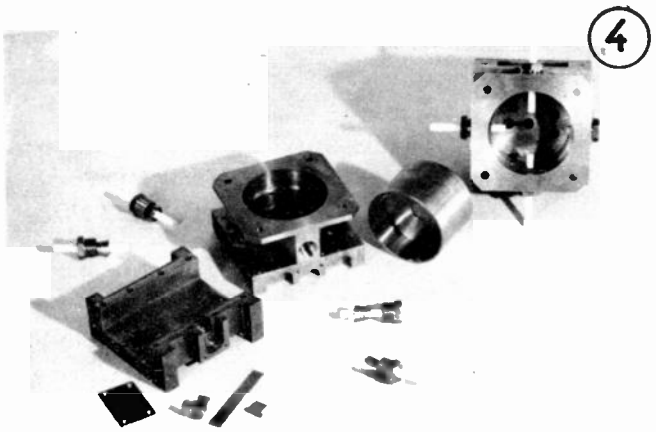
Montrons d'abord que dans le cas du couplage homéodrome, la matrice de transfert est une matrice de rotation.

Lorsqu'un biquadrionde est sans perte, pour un groupe de quatre ondes donné, on retrouve dans les deux ondes émergentes la totalité de l'énergie des ondes incidentes. L'intensité d'une onde étant définie en module par la racine carrée du flux de puissance, à certaines conditions de phase très facile à déduire de considérations de symétrie, on peut écrire que la somme des carrés des intensités des deux ondes émergentes est égale à la somme des carrés des intensités des deux ondes incidentes. En d'autres termes, les intensités des ondes émergentes sont liées aux intensités des ondes incidentes par une relation qui conserve la somme des carrés, c'est-à-dire par une matrice de rotation. Soit u l'angle de rotation correspondant à cette matrice, par définition nous dirons que c'est l'angle de couplage. Son interprétation physique est simple : lorsqu'une onde incidente a l'amplitude unité, les ondes émergentes ont des amplitudes égales à $Sin\ u$ et $Cos\ u$.

Lorsque plusieurs biquadriondes sont couplés de façon homéodrome, l'angle de couplage de l'ensemble est égal à







la somme des angles de couplage. En effet, les intensités des deux ondes qui passent d'un biquadrionde à l'autre, considérées comme deux coordonnées cartésiennes, se déduisent les unes des autres par rotation, et les angles de rotation s'ajoutent.

Ce théorème de l'addition des angles de couplage lors du couplage homéodrome reste valable si les angles de couplage varient en fonction de la fréquence.

Cette remarque permet de montrer la possibilité de coupler des filtres d'aiguillage dont les bandes passantes extérieures l'une à l'autre ont une frontière commune, (cette frontière étant défini pour un coefficient de transfert de 1/2 en puissance), de telle sorte que le filtre obtenu ait une bande passante constituée par l'ensemble des bandes passantes des filtres qui le constituent. Lorsque, la fréquence variant, on passe de la bande passante d'un filtre à celle de l'autre filtre, les angles de couplage des deux filtres varient mais leur somme reste constante.

Alors que dans les couplages homéodromes les ondes échangent leur énergie en se propageant toujours dans le même sens, dans les couplages hétérodromes il y a formation d'un nouveau régime stationnaire auquel correspondent une ou plusieurs nouvelles fréquences de résonance. Les matrices à utiliser pour l'étude d'un tel système ne sont plus des matrices de rotation mais des matrices qui s'en déduisent :

A titre d'exemple les figures 5 a et 5 b montrent respectivement deux coupleurs directifs d'un type usuel couplés de façon homéodrome sur la figure 5 a et hétérodrome sur la figure 5 b. Les flèches indiquent le sens de propagation des ondes et à côté des flèches on a noté les intensités.

Les quantités x_2 y_2 sont liées à x_1 y_1 par la formule de changement d'axes. Pour obtenir la formule liant t_2 r_2 à t_1 r_1, il faut dans la précédente substituer t_1 r_1, t_2 r_2 à x_1 x_2, jy_1 jy_2 respectivement et expliciter en t_1 r_1.

Les ondes d'intensité t_2 r_2 sont liées aux ondes d'intensité t_1 r_1 par les mêmes formules que les ondes transmises ou réfléchies par un semi-réflecteur plan à partir de deux ondes incidentes dont les directions sont symétriques par rapport au semi-réflecteur. Les semi-réflecteurs plans ainsi attaqués constituent des biquadriondes, l'ensemble de deux tels biquadriondes couplés de façon hétérodrome constitue un interféromètre de Perot et Fabry. Les résonances qui apparaîssent constituent les bandes passantes de l'interféromètre. Nous allons réaliser un système analogue avec des joints de guide tels que celui de la figure 6.

Montrons que le joint représenté figure 6 est un biquadrionde si, lorsqu'on émet une onde TE_{01} à l'une des extrémités du guide rectangulaire rien n'est réfléchi et la totalité de l'énergie se retrouve sous forme de deux ondes : l'une TE_{01} qui continue à se propager vers l'autre extrémité du

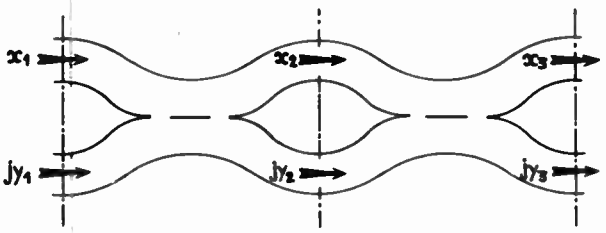


Figure 5a.

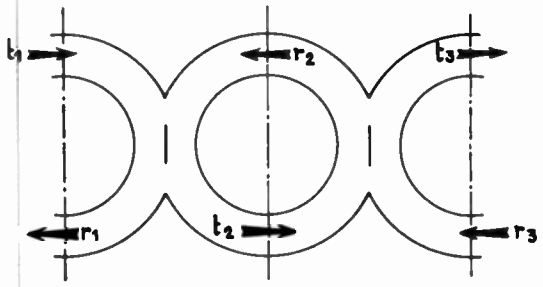


Figure 5b.

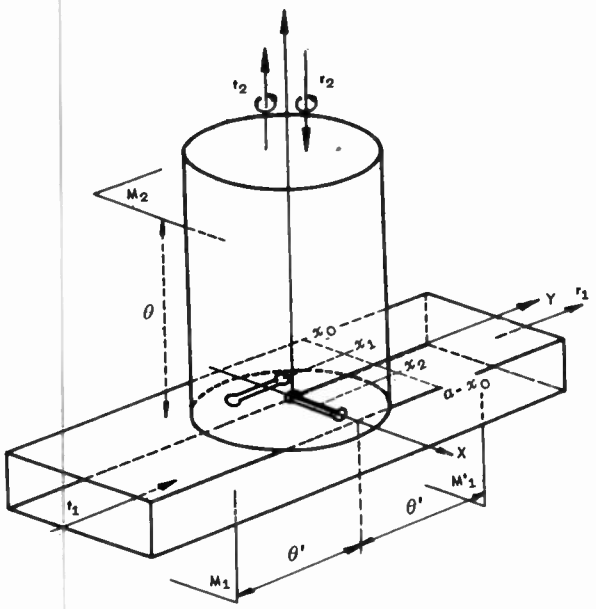


Figure 6. - Biquadrionde en té à fentes dissociées.

guide rectangulaire supposée adaptée et l'autre polarisée circulairement qui se propage dans le guide circulaire supposé adapté, l'onde à polarisation circulaire dans le guide rond étant constituée par deux ondes TE_{11} en quadrature de phase et polarisées perpendiculairement. Pour cela montrons qu'un groupe de quatre ondes est formé par les trois précédentes et l'onde incidente que l'on peut émettre dans le guide circulaire avec le même sens de rotation des champs que l'onde émergente précédemment définie.

Symbolisons, figure 7 a, où les flèches indiquent le sens de propagation des ondes, le régime d'onde dans lequel on lance dans le guide rectangulaire une onde d'amplitude unité et l'on recueille à la sortie opposée du guide rectangulaire et à la sortie du guide circulaire des ondes d'amplitudes respectives.

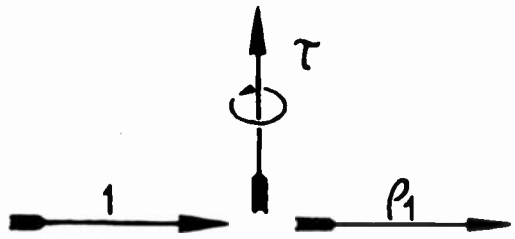


Figure 7a.

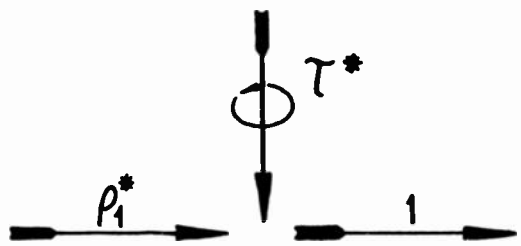


Figure 7b.

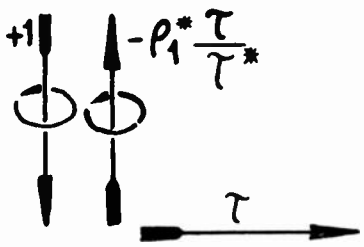


Figure 7c.

Pour obtenir le régime d'onde symbolisé par la figure 7 b, il suffit de changer le signe du temps dans les équations décrivant le régime symbolisé par 7 a et de faire une symétrie par rapport au plan de symétrie géométrique du joint. Dans le guide circulaire, le champ électrique toume dans le même sens figures 7 a et 7 b ; en effet, le changement de signe du temps inverse ce sens et la symétrie le rétablit.

On obtient le régime symbolisé par la figure 7 c en superposant le régime figure 7 a où toutes les intensités des ondes ont été multipliées par $-\rho_1^*/\tau^*$ et le régime figure 7 b où toutes les intensités des ondes ont été multipliées par

Il faut, en outre, tenir compte de la conversation de l'énergie, qui s'exprime par la relation :

$$\tau\,\tau^* + \rho_1\,\rho_1^* = 1$$

La méthode de calcul que nous allons décrire est générale et nous l'avons employée systématiquement pour déterminer les cotes mécaniques d'un type donné de joint pour qu'il soit effectivement un biquadrionde et qu'il ait un angle de couplage donné. Elle consiste à se ramener aux quatre régimes stationnaires fondamentaux. En effet, un régime de vibration quelconque d'un biquadrionde peut toujours être considéré comme une combinaison linéaire des quatre régimes stationnaires fondamentaux obtenus comme suit :

On excite simultanément avec la même amplitude les quatre ondes incidentes possibles, en les prenant deux à deux symétriques ou antisymétriques par rapport au plan de couplage et par rapport au plan de symétrie principal du système. On appelle plan symétrie principal celui par rapport auquel une symétrie transforme un groupe de quatre ondes en l'autre groupe de quatre ondes.

L'avantage de l'étude des régimes stationnaires est le suivant :

Un régime stationnaire étant donné, on peut toujours isoler des résonateurs en imaginant des plans métalliques dans les sections de guide où se trouvent les noeuds de tension.

Dans un tel résonateur, les énergies magnétique et électrostatique moyennes par périodes sont égales. Nous nous efforcerons de toujours exprimer les paramètres qui nous intéressent en fonction de l'énergie et de nous ramener finalement à l'équilibre des deux formes de l'énergie que nous venons de définir. Cette façon de procéder assure au calcul le maximum de précision en dépit d'hypothèses simplificatrices.

En effet, les équations de propagation des champs telles que :

$$\square E = 0$$

résolues dans un certain domaine avec condition aux limites, expriment entre autre, que dans ce domaine, les intégrales d'énergie telles que :

$$\iiint \epsilon E^2 \, dv$$

sont minimum. Par conséquent, si des hypothèses simplificatrices donnent à priori une distribution de champs qui, sans être rigoureuse, diffère de la solution rigoureuse d'une quantité que l'on peut considérer en moyenne comme infiniment petit

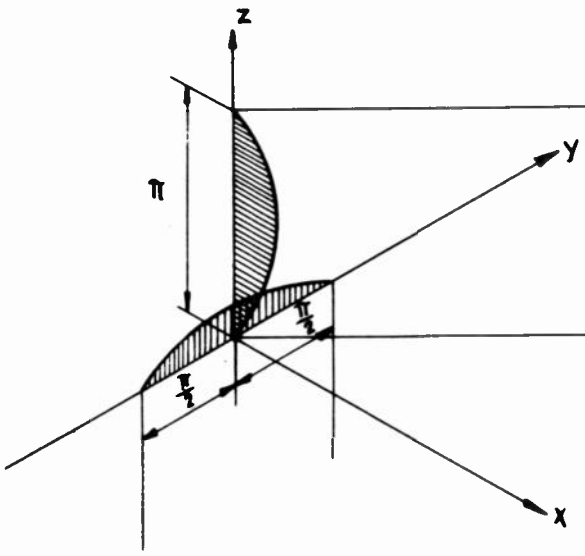


Figure 8a. - Régime symétrique dans lequel le couplage n'intervient pas.

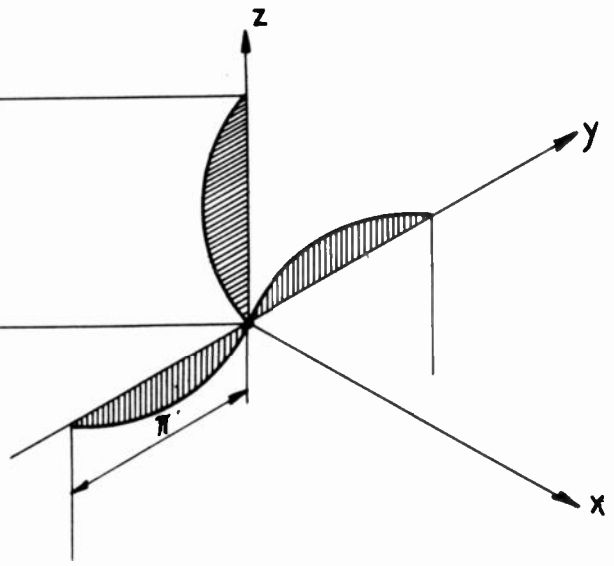


Figure 8b - Régime antisymétrique dans lequel le couplage n'intervient pas.

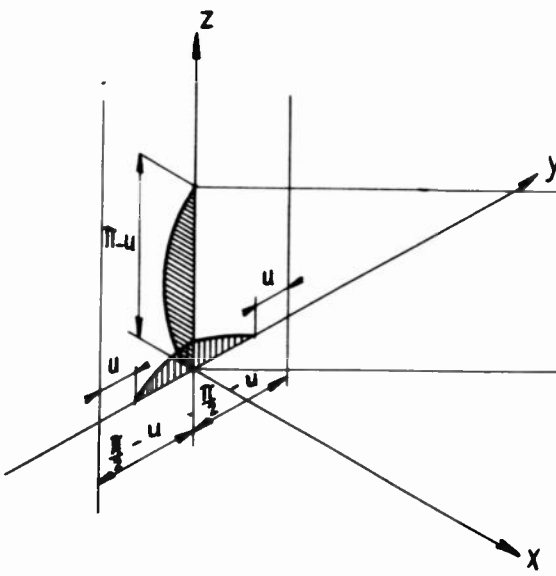


Figure 8c. - Régime dans lequel le couplage intervient.

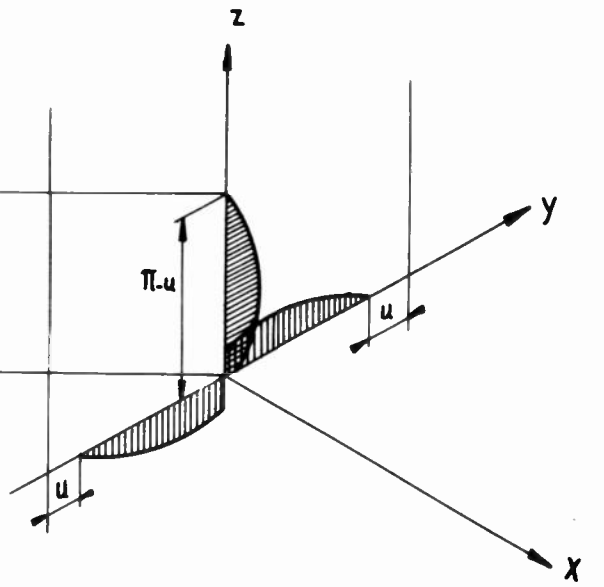


Figure 8d. - Régime antisymétrique dans lequel le couplage intervient.

du premier ordre, l'intégrale d'énergie calculée à partir de ce champ approximatif subira par rapport à sa valeur exacte, une variation du second ordre.

C'est parce que nous calculons les différents paramètres à partir d'équations où les ondes stationnaires n'interviennent que par leurs énergies réactives que nous obtenons des résultats expérimentalement exacts en dépit des hypothèses simplificatrices.

A titre d'exemple, considérons le biquadrionde en Té figure 6 rapporté au trièdre $Oxyz$. Un guide d'ondes circulaire de diamètre D dont l'axe est pris comme axe Oz est couplé à un guide rectangulaire limité par les plans métalliques

$$x = -x_0$$

$$x = a - x_0$$

$$z = 0$$

$$z = -b$$

Dans la paroi métallique $z = 0$ sont percées deux fentes de couplage centrées en x_1 et x_2. Le plan de couplage est le xOy et le plan de symétrie principal.

Les figures 8 a, b, c, d schématisent les quatre régimes stationnaires, dans le guide circulaire le mode stationnaire est du type TE_{11} polarisé suivant Ox ou suivant Oy, les positions des noeuds sur les axes Oz pour le guide circulaire et Oy pour le guide rectangulaire sont indiquées.

Soit $\sin u_0$ le coefficient de transmission d'une fente analogue aux fentes de couplage du biquadrionde, mais percée au centre d'un diaphragme obturant un guide rectangulaire de mêmes dimensions que celui du biquadrionde. Cet angle u_0 étant pris comme référence on peut écrire l'ensemble des équations de dimensionnement :

$$tg\, u = \frac{l}{2}\, tg\, u_0 \sin^2 \pi \frac{x_2 + x_0}{a}$$

$$x_2 = -1{,}76\, x_1$$

$$\frac{\sin \pi \dfrac{x_2 + x_0}{a}}{\cos \pi \dfrac{x_1 + x_0}{a}} = \frac{R}{\sqrt{1 - R^2}}$$

$$\frac{b}{a} = \frac{\sin^2 \pi \dfrac{x_2 + x_0}{a}}{1{,}94\, [2\, j'_1(q_2)]^2} \cdot \frac{R^2 \sqrt{1 - R^2}}{C^2 \sqrt{1 - C^2}}$$

en posant :

$$R = \frac{\lambda}{2a} \; ; \; C = \frac{\lambda}{1{,}706\, D} \; ; \; q_2 = 1{,}841 \frac{2x_2}{D}$$

Un coupleur ainsi dimensionné a un taux d'ondes stationnaires en tension qui peut être de l'ordre de 1,2. Pour obtenir un taux d'ondes stationnaires qui, pour un ensemble tel que celui de la figure 8, soit meilleur que 1,05 dans toute la gamme exploitée de 3800 à 4200 Mc/s, il faut voir que les hypothèses de déformation d'un champ magnétique qui sont à la base du calcul sont partout les mêmes sauf dans le cas du régime symétrique par rapport au plan de symétrie principal et par rapport au plan de couplage, où dans le guide rectangulaire la fente parallèle à l'axe du guide perturbe le champ magnétique longitudinal. Il convient donc, avec une lame métallique parallèle à Ox, de corriger dans le guide rectangulaire le régime défectueux sans toucher aux autres régimes. C'est ainsi que nous avons pu obtenir le taux d'ondes stationnaires désiré.

Le filtre séparateur de gamme illustré Fig. 1 se calcule par une méthode analogue en se ramenant à des régimes stationnaires. Dans la zone de couplage le guide raccordé au feeder circulaire devient carré la structure des guides est celle indiquée Fig. 9. Une onde descendant dans le feeder carré G et polarisée suivant Oy excite les guides de couplage γ_1 et n'excite pas les guides de couplage γ_2 dont les grands côtés sont parallèles aux filets de courant. Les guides γ_1 transmettent l'énergie aux guides G'_1 qui eux-mêmes la transmettent au guide G''_1. La propagation que nous venons de décrire

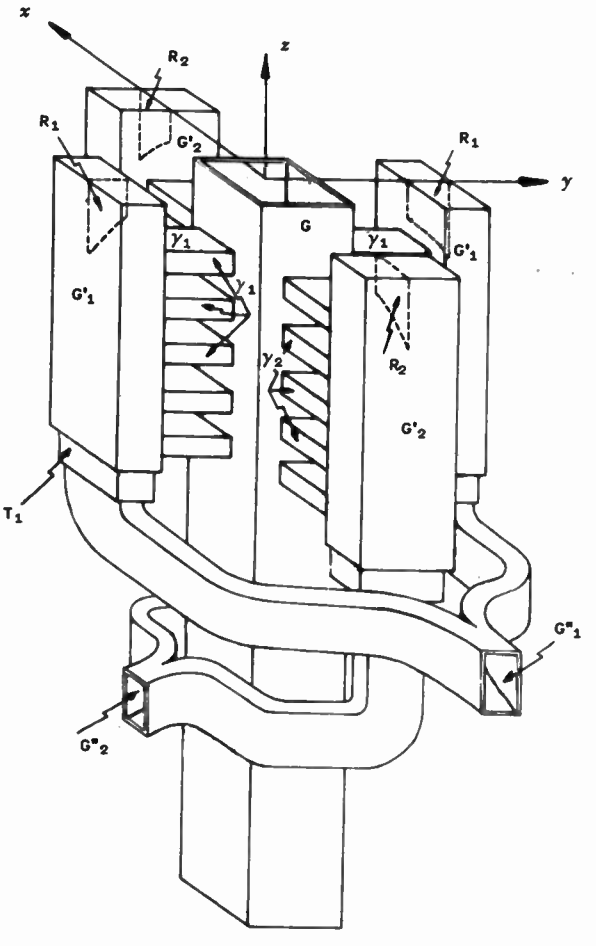


Figure 9. -

est antisymétrique par rapport au plan xOz on ne la perturbe donc pas en supposant que le plan xOz est métallisé et on se trouve ramené à l'étude d'un coupleur directif à prises multiples tel que celui de la Fig. 10 où un ensemble de guides γ couplent deux guides G et G' rapportés à deux nouveaux axes $Oxyz$.

Les résultats de calcul, d'ailleurs confirmés par l'expérience, s'énoncent ainsi :

- a grand côté des guides G et G'
- b petit côté des guides G et G'
- l distance entre axes de deux guides de couplage
- a' grand côté guide de couplage
- b' petit côté guide de couplage

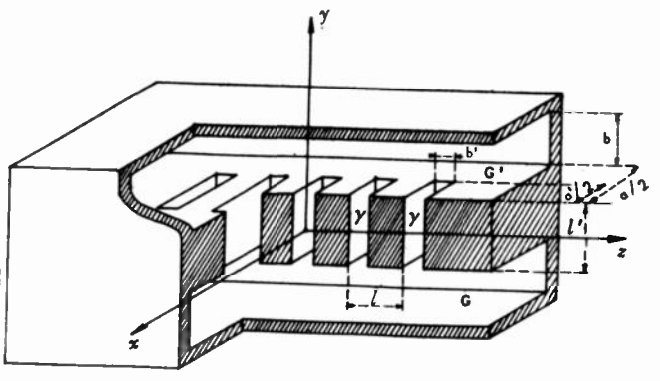


Figure 10. -

l' longueur des guides de couplage
λ_g longueur d'onde dans les guides G et G'
$\lambda_{g'}$ longueur d'onde dans les guides de couplage

$$\theta = \frac{\pi l}{\lambda_g}$$

$$\theta' = \frac{\pi l'}{\lambda_{g'}}$$

$$\eta = \frac{a\,b'\,l'}{2a'bl} \sin^2 \frac{\pi a'}{2a}$$

Si une onde entre dans le guide G avec une intensité des champs que l'on prend comme unité, l'onde couplée de façon directive et rayonnée dans le guide G' a pour intensité $\sin NU$, l'angle U étant défini par l'expression :

$$\sin u = \frac{\sin 2\theta}{2} \left[\sqrt{1 + 2x\gamma + x^2} - \sqrt{1 - 2x\gamma + x^2}\right]$$

en posant :

$$x = \eta \frac{\theta}{\theta'}$$

$$\gamma = 1 + \frac{2 \sin(\theta - \theta')}{\sin 2\theta + \sin 2\theta'}$$

Lorsque

$$\theta = \theta' = \frac{\pi}{4}$$

on a :

$$\sin U = \eta$$

et lorsque la fréquence variant, θ et θ' varient autour de cette valeur particulière, $\sin U$ reste stationnaire et un développement du premier ordre en η conduit à l'équivalence

$$\sin u = \frac{\eta\,\theta}{\theta' \sin 2\theta'}$$

Si l'on détermine d'une part les dimensions des guides de couplages pour que la relation

$$\theta = \theta' = \pi/4$$

soit satisfaite au centre de la gamme haute et d'autre part le nombre de guides de couplage par la relation

$$N = \frac{\pi(1 - \epsilon)}{2\eta}$$

ϵ représentant un nombre positif arbitrairement petit, (il est commode de prendre ϵ de l'ordre du dixième), on a au centre de la gamme haute :

$$\sin NU = \sin(1 - \epsilon)\frac{\pi}{2}$$

qui est très voisin de 1 et augmente pour passer par la valeur 1 lorsque la fréquence s'écarte du centre de la gamme.

Lorsque la fréquence décroît et approche de la fréquence de coupure des guides de couplage le coefficient de couplage oscille puis devient très faible, au-dessous de la fréquence de coupure θ'' devient imaginaire et si l'on a

$$\theta'' = j\theta' = \frac{\pi l'}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 - 1}$$

un développement limité au premier ordre en η conduit à écrire

$$\sin U = \eta \frac{\theta}{\theta''} \left[\coth 2\theta'' \cos 2\theta - \frac{1}{\mathrm{Sh}\, 2\theta''}\right]$$

L'intensité de l'onde couplée de façon directive étant toujours $\sin NU$.

L'intensité de l'onde couplée est une fonction sinusoïdale du nombre des guides de couplage. L'énergie passerait alternativement d'un guide dans l'autre si l'on accroissait indéfiniment le nombre N.

Ceci est évident à priori compte tenu de ce que nous avons dit du couplage homéodrome, en effet un coupleur à prises multiples peut être considéré comme un ensemble de coupleurs à deux prises couplés de façon homéodrome l'angle de couplage de l'ensemble est proportionnel au nombre des coupleurs donc croît linéairement avec le nombre de prises.

Pratiquement pour avoir une bonne adaptation (taux d'onde stationnaire en tension de l'ordre de 1,03) on est conduit à réduire l'épaisseur des guides de couplage extrêmes. Soit N' le nombre de guides de couplage ayant l'épaisseur normale, N'' le nombre de guides de couplage qui à chaque extrémité du couplage ont l'épaisseur moitié, il faut dans les formules précédentes considérer que :

$$N = N' + N''$$

Dans cet article, nous n'avons pu donner que des indications sommaires sur la théorie que nous avons développée, et les équations de dimensionnement d'un matériel maintenant normalisé. Nous avons laissé dans l'ombre les questions de phase et le développement des calculs, nous n'avons pas abordé non plus la question des couplages entre filtres. Ces questions, ainsi que la description d'autres matériels, seront exposées dans un livre de la collection technique du C.N.E.T (Gauthier Villars Editeur) qui aura pour filtre «filtre d'aiguillage en hyperfréquences».

[1] B.S.T.J. May 1954 «Coupled Wave Theory and Waveguide applications» by S.E. Miller

[2] B.S.T.J. March 1957 «An Experimental Dual Polarisation Antenna feed for three Radio relay bands» by R.W. Dawson

[3] «Sur certains filtres d'aiguillage non réciproques et leur utilisation pour déceler les effets gyromagnétiques extrêmement faibles» par P. Marie, Arch. des Sciences, vol. 9 fasc. spécial 1956

UN FILTRE U.H.F. A FAIBLES PERTES POUR LIAISONS HERTZIENNES « TRANSHORIZON »

LOW-LOSS U.H.F. FILTER FOR « TRANSHORIZON » RADIO-LINKS

S. DRABOVITCH
C. F. T. H., Paris (France)

INTRODUCTION

On sait que dans la station terminale d'une liaison hertzienne le rôle du duplexeur est de permettre l'utilisation de la même antenne à l'émission et à la réception, de protéger la sensibilité du récepteur contre la puissance de l'émetteur et d'orienter la puissance reçue par l'antenne vers le récepteur.

Le duplexeur comporte un filtre «émission» et un filtre «réception» branchés sur le même guide d'antenne au moyen d'une jonction en T. Le filtre «émission» joue un rôle particulièrement important car c'est lui qui élimine les composantes du spectre de l'onde émise dont les fréquences tombent dans la bande passante du filtre «réception» (Fig. 1).

Les problèmes posés par un filtre sont principalement les suivants :

On demande :

1 - Une courbe de transmission à flancs très raides;
2 - Une très bonne adaptation d'impédance dans la bande passante;
3 - De faibles pertes;
4 - Un encombrement réduit.

A ces conditions s'ajoutent des questions de simplicité de fabrication et de réglage.

Nous allons voir dans cet exposé comment nous avons cherché à résoudre ces divers problèmes.

Notre étude comportera deux parties.

Dans la première, après un bref rappel des propriétés des filtres classiques, nous montrerons comment nous avons été conduits à étudier un type de filtre intermédiaire entre le filtre à cellules itérées (c'est-à-dire à cavités identiques) et le filtre méplat que nous appelons filtre plat à zéro multiple.

Dans la seconde partie, nous exposerons un mode particulier de réalisation de ce type de filtre déduit de considérations sur l'origine des pertes dans les cavités et utilisant une structure coaxiale particulière.

1. FILTRES PLATS A ZERO MULTIPLES

A - Rappelons d'abord les résultats concernant deux types de filtres très classiques :

- le filtre à cellules itérées
- le filtre du type méplat.

Le filtre à cellules itérées se compose de n cellules identiques accordées sur la même fréquence f_o, centre de la bande passante. Les cellules sont distantes de $\lambda/4$ ou $3\,\lambda/4$. La perte d'insertion d'un tel filtre à une fréquence :

$$f = f_o \left(1 + \frac{df}{f_o}\right)$$

est donnée par :

$$L = 1 + x^2\, U^2_n\,(x)$$

relation dans laquelle :

$$x = 2Q\frac{df}{f_o}$$

Q étant le coefficient se surtension en charge de chaque cellule, U_n (n) étant le polynome de Tchebitcheff d'ordre n et de seconde espèce. Dans ces formules on néglige d'une part l'effet sélectif des tronçons de jonction, d'autre part les pertes par effet Joule.

On notera que ces filtres ont des rebondissements d'autant plus grands dans la bande passante que le nombre de cellules n est plus élevé. Si l'on peut tolérer ces rebondissements ce type de filtre est avantageux par sa simplicité de construction et de réglage.

Les filtres du type méplat ont comme caractéristique essentielle de supprimer toute ondulation dans la bande passante. Pour cela on donne aux divers coefficients de surtension des n cavités constitutives une répartition telle que la perte d'insertion soit un infiniment petit ordre maximum par rapport à la déviation relative de fréquence.

Cette perte d'insertion est de la forme :

$$L = 1 + x^{2n}\ (1)\ \left(x = 2\ Q_T\ \frac{df}{f_o}\right) \qquad (1)$$

où Q_T est un coefficient de surtension global, caractéristique de l'ensemble du filtre et df/f la déviation relative de fréquence.

Ces filtres ont d'abord été étudiés par Darlington (réseaux en échelles constantes localisées) puis par Mumfort aux BTL.*

Pour obtenir la perte d'insertion correspondant à la formule précédente (1) il faut disposer n cellules accordées sur la même fréquence f_o et dont les surtensions soient échelonnées par valeurs décroissante du centre vers les bords. La cellule de rang K doit avoir un coefficient de surtension en charge :

$$Q_K = Q_T\ \sin\left(\frac{2K - 1}{2n}\pi\right) \qquad (2)$$

Ce filtre possède donc un plan de symétrie mécanique. C'est ce filtre qui est actuellement le plus utilisé dans les éléments passe-bande hyperfréquence existants, en particulier dans les câbles hertziens.

Le filtre a été expérimenté et on a cherché à obtenir la bande passante donnée par la formule (1). Au cours de ces expériences on a longtemps obtenu une bande passante inférieure de 20% environ à celle que l'on attendait. On a d'abord pensé que cela pouvait provenir de la sélectivité des tronçons en $\lambda/4$ dont on ne tient compte dans les calculs et que l'on avait portés à $3\lambda/4$ pour facilité l'assemblage des cavités et éviter le couplage par modes évanescents. En fait, cet effet n'intervient qu'au second ordre; la réduction observée relevait d'un mauvais rapport entre les coefficients de surtension des cellules. Par exemple, pour un filtre à quatre cellules le rapport de la surtension des cavités centrales à celle des cavité. externes devait être :

*(Mumfort : Maximaly flat filter in waveguide BSTJ Oct. 48 Darlington : Journal of mathematics and physics Sept. 1939).

$$m = \frac{\sin 3\frac{\pi}{8}}{\sin \frac{\pi}{8}} = 1 + \sqrt{2} = 2{,}414$$

et nous utilisions toujours un rapport de l'ordre de 2,65. La valeur précise de m nous paraissant difficile à obtenir et devant entraîner par la suite des tolérances mécaniques sévères, on a entrepris de calculer les effets obtenus sur la bande passante par une erreur sur m. Le résultat essentiel de ce calcul est que la valeur de m n'est critique que dans un seul sens, Par exemple, pour un filtre à quatre cellules, si on prend m trop grand de 10%, la bande passante se trouve réduite de 15 à 10% tandis que si l'on prend m trop petit, on augmente légèrement la bande passante au prix d'un rebondissement très faible à l'intérieur de celle-ci.

Ce rebondissement augmente quand m décroît et devient celui du filtre itéré à quatre cellules pour $m = 1$. Il en résulte que pour obtenir d'excellents filtres avec une précision acceptable sur les valeurs de coefficient de surtension Q il suffit de s'assurer que le rapport m est inférieur à la valeur donnée pour le filtre méplat. Nous appelons ce type de filtre : «filtre plat à zéros multiples». Cette appellation est justifiée par le fait que la bande passante ne possède pas seulement une perte d'insertion nulle au centre de la bande mais en d'autres points séparés du centre par des rebondissements.

B - Filtres plats à zéros multiples

Ce sont des filtres dérivés du type méplat par modification du rapport des surtensions Q des cellules composantes. Nous avons effectué cette étude pour les filtres à 2, 3, 4 et 5 cellules. Prenons par exemple le cas d'un filtre à 4 cellules dont les coefficients de surtensions ont une distribution symétrique :

$$Q,\ mQ,\ mQ,\ Q$$

Pour obtenir la perte d'insertion du filtre, on part de l'expression de la matrice de chaîne d'une cellule de surtension Q. Cette matrice a pour expression :

$$M = \begin{Vmatrix} -x & j(1-x) \\ j(1+x) & -x \end{Vmatrix}$$

où : $$x = 2Q\frac{df}{f}$$

On en déduit l'expression de la matrice de chaîne du filtre en faisant le produit des matrices composantes :

$$\begin{Vmatrix} A & B \\ C & D \end{Vmatrix} = \| M \| \cdot \| M' \| \cdot \| M' \| \cdot \| M \|$$

Le filtre est un quadripôle symétrique qu'on peut supposer d'abord sans pertes. On a alors :

$$A = D$$

et les coefficients B et C sont imaginaires purs.

La perte d'insertion s'écrit alors :

$$L = 1 - \left(\frac{B. - c}{2}\right)^2$$

On trouve ici :

$$L = 1 + 4x^4\ [4m^2x^2 + (m^2 - 2m - 1)]^2 \qquad (3)$$

Cette formule appelle un certain nombre de remarques :

1° - Elle est générale; elle contient comme cas particulier le cas des filtres itérés ($m = 1$) et le cas des filtres méplats. Dans ce dernier cas, on désire que $(L - 1)$ soit un infiniment petit du 8ème ordre en x.

On devra donc choisir m de façon que :

$$m^2 - 2m - 1 = 0 \text{ d'où } m = 1 + \sqrt{2}$$

2° - Que se passe-t-il si m est différent de la valeur m_o correspondant au filtre méplat ?

- si $m > 1 + \sqrt{2}$

on a alors :

$$m^2 - 2m - 1 > 0$$

$(L - 1)$ ne s'annule donc en aucun autre point que $x = 0$ c'est-à-dire $f = f_o$

Au voisinage de $f = f_o$, $(L - 1)$ est un infiniment petit du 4ème ordre et non du 8ème ordre et la bande passante est très réduite comme nous l'avons observé expérimentalement.

- si $m < 1 + \sqrt{2}$, $m^2 - 2m - 1 < 0$, $(L - 1)$ est encore un infiniment petit du 4ème ordre au voisinage de $f = f_o$ mais s'annule pour une autre valeur de x, la bande passante est alors élargie au prix d'un petit rebondissement. Par exemple, on peut avoir les valeurs suivantes :

m	*largeur de bande relative pour un coefficient de réflexion de 0,03*
2,85	0,9
$1 + \sqrt{2}$	1,6
2,22	2,1
2	2,7

pour $m = 2$ au lieu de 2,85, on a triplé la largeur de bande au prix d'un rebondissement dont le T.O.S. ne dépasse pas 1,06, ce qui est en général très acceptable même pour des filtres devant transporter un grand nombre de voies téléphoniques en modulation de fréquence.

3° - En dehors de la bande passante on a :

$$x >> 1$$

et : $$L \simeq 64\ m^4\ x^8 \qquad (4)$$

soit en dB :

$$L_{dB} = 18 + 40\ \log\ m + 80\ \log\ x \qquad (5)$$

Pertes par effet Joule : Pour terminer cette première partie notons que les formules précédentes supposent les pertes nulles. Si on assimile les pertes d'une cellule à une résistance parallèle et si les distances entre cavités sont convenables, les réflexions introduites par ces résistances s'annulent et la forme de la bande passante n'est pas affectée. Il résulte de

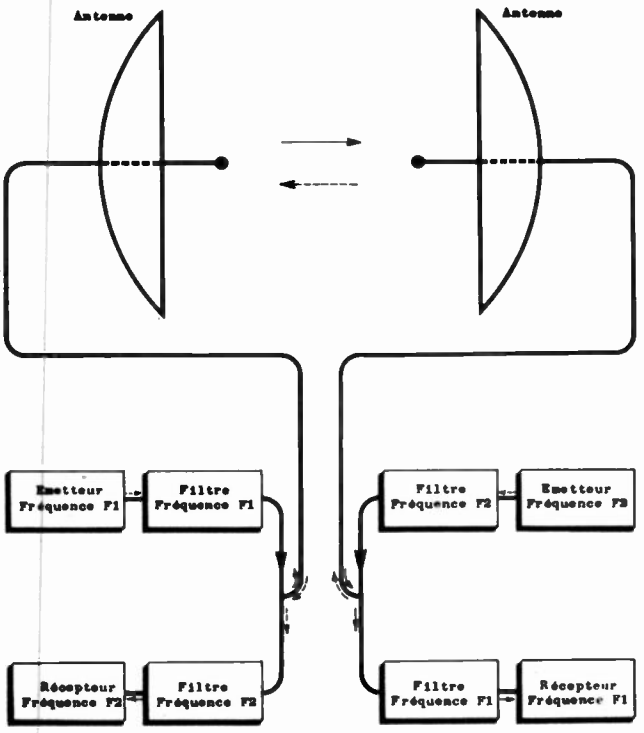


Figure 1. - Schéma d'une liaison Hertzienne bilatérale.

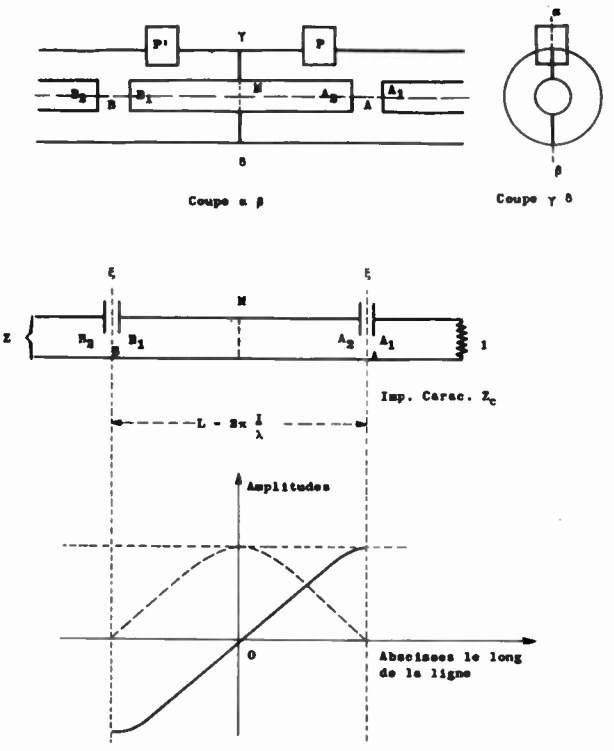


Figure 3. - Cavité coaxiale demi - onde couplée par capacités séries. Schéma équivalent. Répartition des courants et tensions.

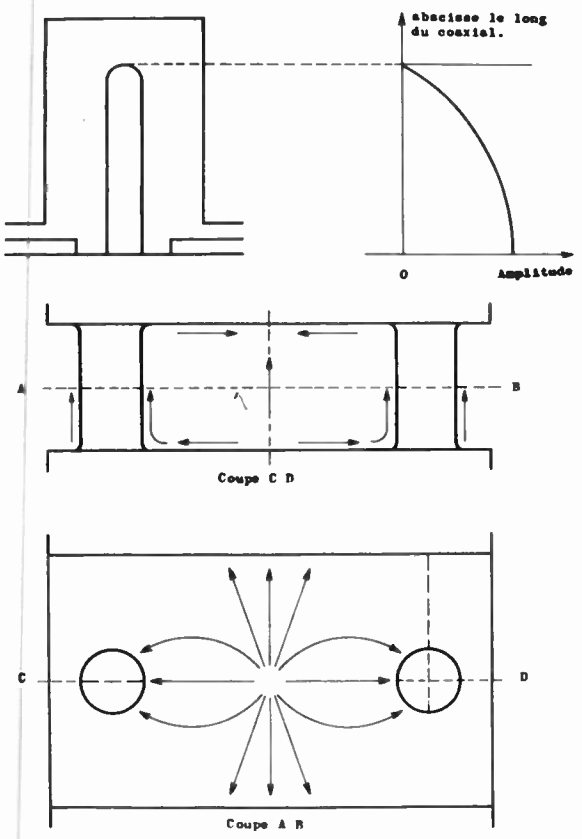


Figure 2. - Répartition des courants dans une cavité coaxiale quart-d'onde et dans une cavité formée d'un guide rectangulaire fermé par deux barreaux inductifs.

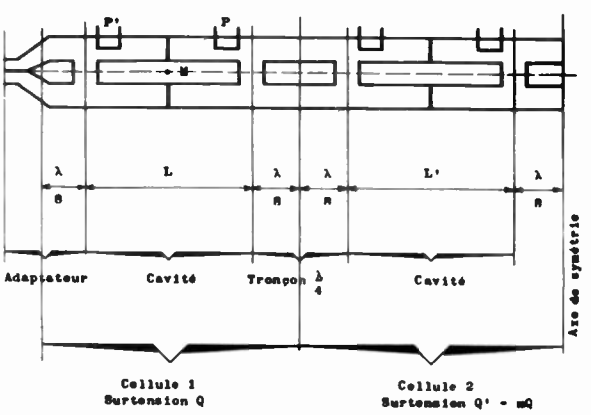


Figure 4. - Schéma d'un filtre à 4 cavités.

cette perte une perte d'insertion ohmique d'autant plus grande que les coefficients de surtension des cellules sont plus grands.

2. FILTRE COAXIAL A CAVITES DEMI-ONDES COUPLEES PAR CAPACITES SERIES

A - Introduction

Origine des pertes dans les cavités usuelles.

La structure de filtre que nous allons étudier maintenant résulte d'une étude de l'origine principale des pertes dans les cavités classiques. L'étude de la répartition du courant dans ces cavités montre que le plus souvent le flux de courant au ventre de courant est coupe par une ligne de jonction entre deux pièces métalliques différentes. C'est le cas des cavités coaxiales quart d'onde couplées par boucle ou capacités. C'est aussi celui des cavités guide d'onde couplées par barreaux inductifs (voir Fig. 2). Or l'intensité au ventre de courant est souvent très importante : elle peut être de l'ordre de 60 Ampères pour une cavité de surtension 150 traversée par une puissance de 2 kW par exemple.

Les jonctions des pièces métalliques sont réalisées par divers moyens : par brasure par exemple mais elles ne sont jamais parfaites et une très faible résistance ohmique résistance ohmique résiduelle peut diminuer énormément la surtension à vide ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes d'insertions, l'échauffement, et par là de diminuer la stabilité des caractéristiques du filtre.

D'autre part, l'expérience montre que les claquages ne se produisent pas seulement aux maximums de tension mais aussi parfois au ventre de courant si le flux de courant doit traverser des discontinuités qui apparemment faibles peuvent être très importantes vis-à-vis de l'épaisseur du film de courant qui dépasse rarement 1 μ.

La structure que nous employons présente entre autres l'avantage d'éviter la présence de discontinuité au ventre de courant, le métal étant parfaitement continu. Ceci permet d'approcher de très près le coefficient de surtension à vide théorique. La valeur du coefficient réel n'est plus limitée que par la qualité de l'état de surface des conducteurs au voisinage du maximum de courant.

B - Description de la cavité (Fig. 3)

Le filtre a une structure coaxiale et utilise de gros tubes rigides concentriques. Une cavité se localise dans ce coaxial entre deux interruptions A et B du conducteur central distantes d'environ une demi-onde. Ces interruptions sont approximativement équivalentes à des capacités séries égales. Elles définissent des noeuds de courant et des ventres de tension. Le centre O du segment AB est un noeud de tension et un ventre de courant. On remarque qu'en ce point le flux de courant n'est coupé par aucune soudure. Cette circonstance permet de profiter du coefficient de surtension maximum de la cavité ce qui est particulièrement avantageux en ondes décimétriques lorsqu'on ne peut se permettre d'augmenter l'encombrement des cavités pour essayer d'augmenter leur surtension.

Pour expliquer le fonctionnement de la cavité en «passe-bande» on peut dire sommairement que les perturbations apportées dans la transmission d'une onde progressive par les capacités séries A et B se compensent mutuellement dans une bande de fréquence Δf centrée sur la fréquence d'accord f_o et dont la largeur permet de définir le coefficient de surtension en charge Q. Cette surtension dépend évidemment de l'importance des interruptions A et B c'est-à-dire de la réactance X des capacités séries équivalentes.

On remarquera d'autre part, que le centre M du segment AB correspondant à un noeud de tension, on perturbe très peu la répartition des courants et tensions en supportant le conducteur AB par une ou plusieurs tiges métalliques transversales passant par le point O. Cette disposition présente l'avantage d'éviter toute pièce en matériau diélectrique à l'intérieur de la cavité. Ces pièces ont généralement de mauvaises qualités mécaniques ce qui nuit à la précision de réalisation de la cavité. Elles sont sensibles à la chaleur tout en empêchant une bonne évacuation de celle-ci. Par contre le support métallique permet une bonne rigidité et facilite l'évacuation de la chaleur d'autant plus qu'il aboutit au ventre de courant où la production de chaleur est maximum.

On pourrait d'ailleurs éventuellement faciliter cette évacuation de chaleur au moyen d'un fluide quelconque traversant le barreau support.

En ce qui concerne l'accord, la fréquence de résonance maximum est définie par la longueur du segment AB. Pour s'accorder sur une fréquence plus basse, on dispose deux pistons capacitifs P et P' par cavité placés symétriquement. La fréquence inférieure est pratiquement limitée par les distances minimum de claquage.

L'ensemble d'un filtre à quatre cavités du type «plat à zéros multiples» dont nous avons parlé dans la première partie se présente sous une forme cylindrique homogène (Fig. 4). Les diverses cavités et les tronçons de liaison quart d'onde ou trois-quart d'onde sont définis uniquement par l'importance respective et la répartition des interruptions du conducteur central.

Nous allons maintenant analyser d'un peu plus près le fonctionnement d'une cavité au moyen du diagramme de Smith.

C - Etude du fonctionnement d'une cavité au moyen d'un diagramme de Smith.

Reprenons le schéma d'une cavité. Il est commode de considérer les impédances ramenées aux divers points A_1, A_2, M, B_1, B_2. Supposons d'abord pour simplifier, que l'impédance caractéristique du coaxial est égale à l'impédance de charge (généralement 51,5 Ω) que nous prendrons comme impédance de référence. Son image est donc le centre (1) du diagramme (Fig. 5)

La capacité série nous déplace sur l'arc de cercle A_1A_2 jusqu'en A_2. Ensuite nous tournons sur un cercle C du centre 1. Si l'on est à la résonance l'impédance en M est réelle et voisine de 0. La seconde partie du tracé est symétrique de la première à condition que les capacités séries A et B soient identiques. La capacité B nous ramène en effet le long de l'arc B_1B_2 jusqu'au centre 1 du diagramme correspondant à l'adaptation.

Si l'on s'écarte un peu de la résonance, la figure ne sera plus symétrique et l'arc de cercle B_1B_2 nous ramènera d'autant plus loin du centre que la sélectivité sera plus grande c'est-à-dire que le cercle sera plus grand. Nous calculerons tout à l'heure l'expression exacte du coefficient de surtension.

En ce qui concerne la condition de résonance, on voit que la longueur du segment AB correspond à un peu moins d'un tour complet c'est-à-dire est peu inférieure à une demi-onde. Nous précisons également ce point un peu plus loin.

Voyons maintenant ce qu'il advient du diagramme précédent si l'on place un barreau métallique transversal au point M. Ce barreau se comporte comme une self parallèle au voisinage de M au lieu de suivre le cercle C, nous suivrons l'arc $M_1M'M_2$ correspondant à une réactance parallèle; on voit que la présence du barreau modifie la sélectivité et la fréquence de résonance pour une longueur donnée de la cavité. Bien entendu, la surtension propre du barreau peut affecter, dans une certaine mesure, la surtension à vide globale de la cavité.

Nous allons maintenant analyser mathématiquement les divers paramètres qui entrent en jeu. Voyons d'abord la surtension en charge.

D - Expression de la surtension en charge

Nous allons calculer la différentielle de l'impédance d'entrée de la cavité et la comparer à celle d'un circuit oscillant. Nous en déduirons la surtension du circuit équivalent à la cavité.

Considérons d'abord un circuit série chargé par une impédance unité. On montre qu'au voisinage de la résonance, l'impédance d'entrée est de la forme :

$$z = 1 + j\,2Q\frac{df}{f} \qquad (6)$$

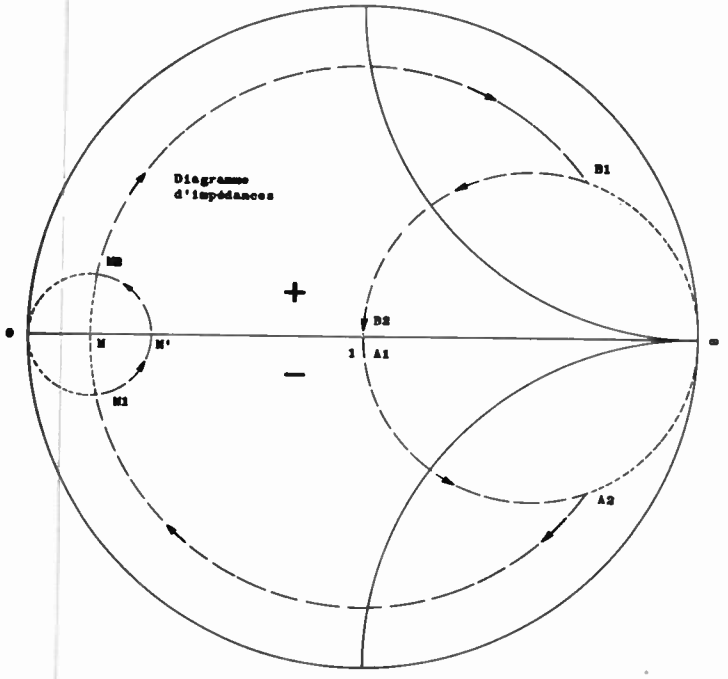


Figure 5. - Représentation du fonctionnement d'une cavité sur le diagramme de Smith. Cas d'un support métallique central.

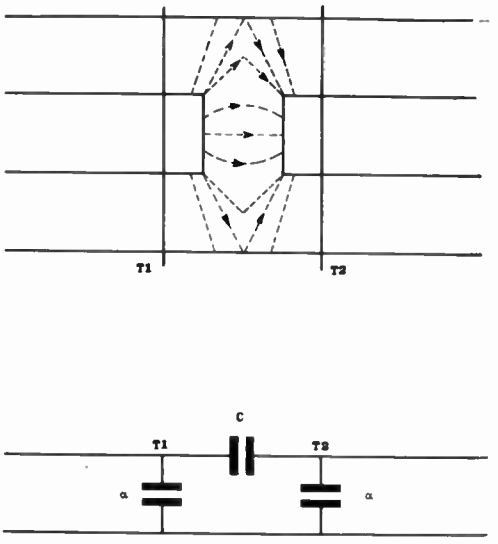


Figure 6. - Cellule en π équivalente à l'interromption du conducteur central d'un coaxial.

où $\frac{df}{f}$ est la déviation relative de fréquence.

Revenons maintenant au schéma de notre cavité, en supposant pour le moment qu'il n'y a pas de support métallique (Fig.3).

Soit ξ la réactance série réduite des capacités, z_c l'impédance caractéristique réduite du guide. On a :

$$Z_{A1} = 1 \qquad Z_{A2} = 1 + j\,\xi$$

L'impédance ramenée en B_1 par un tronçon de guide de longueur électrique L s'exprime au moyen des fonctions hyperboliques par une équation de la forme :

$$Z_{B1} = Z_c\ Th\ (\psi + jL)$$

où le paramètre ψ est tel que pour $L = 0$ on ait :

$$Z(o) = Z_c\ Th\ \psi = 1 + j\,\xi$$

L'impédance d'entrée de la cavité s'écrit maintenant :

$$Z = Z_{B2} = Z_c\ Th\ (\psi + jL) + j\,\xi \qquad (7)$$

Par définition, on a à la fréquence de résonance f_o :

$$Z\ (f_o) = 1$$

Au voisinage, on a au second ordre près :

$$Z\ (f) = Z\ (f_o) + \frac{\partial Z}{\partial f}\ df$$

soit :

$$Z\ (f) = 1 + f_o \left\{ \frac{\partial Z}{\partial f} \right\} f = f_o \qquad \frac{df}{f_o} \qquad (8)$$

Si nous comparons cette expression à l'équation (6) on voit que notre circuit est équivalent à un circuit oscillant dont le coefficient de surtension est :

$$Q = \frac{f_o}{2} \left| \frac{\partial Z}{\partial f} \right| \quad f = f_o \qquad (9)$$

Calculons donc $\frac{\partial Z}{\partial f}$ on voit facilement que :

$$\frac{\partial Z}{\partial f} = \frac{\partial Z}{\partial L}\ \frac{\partial L}{\partial f} = \frac{\pi}{f_o}\ \frac{\partial Z}{\partial L}$$

Si l'on néglige la sélectivité des capacités séries on a :

$$\frac{\partial Z}{\partial L} = \frac{\partial}{\partial L}\ \ Z_c\ Th\ (\psi + jL) = jZ_c \left[1 + Th^2\ (\psi' + jL) \right]$$

A la résonance :

$$Th\ (\psi + jL) = \frac{1 - j\,\xi}{Z_c}$$

donc :

$$\frac{\partial Z}{\partial L} = jZ_c \left[1 + \left(\frac{1 - j\,\xi}{Z_c} \right)^2 \right]$$

or :

$$\xi > > 1$$

on a donc :

$$\frac{\partial Z}{\partial L} = - j Z_c \left(\frac{\xi}{Z_c}\right)^2 = - j \frac{\xi^2}{Z_c}$$

Finalement le coefficient de surtension s'écrit :

$$Q = \frac{\pi}{2} \frac{\xi^2}{Z_c} \qquad (10)$$

Au lieu d'impédances réduites on peut utiliser des impédances normales :

R = charge

Z_c = impédance caractéristique

X = réactance des capacités.

On trouve :

$$Q = \frac{\pi}{2} \frac{X^2}{R Z_c} \qquad (11)$$

On voit que la surtension varie rapidement en fonction des capacités séries A et B. Il n'est pas possible de calculer ces capacités avec une grande précision mais nous avons vu que l'utilisation facile des filtres méplats à zéros multiples autorise une certaine incertitude sur la valeur des coefficients de surtension.

Voyons maintenant comment s'exprime la condition de résonance.

Condition de résonance.

Elle est définie par l'équation (7)

$$Z = Z_c \, Th \, (\psi + jL) + j \, \xi = 1$$

avec :

$$Z_c \, Th \, \psi = 1 + j \, \xi$$

Si l'on développe la première équation, on trouve que cette condition s'exprime par :

$$2 \xi + tg \, L \left[Z_c - \frac{1}{Z_c} + \frac{\xi^2}{Z_c} \right] = 0$$

$$tg \, L = - 2 \frac{Z_c}{\xi} \left[\frac{\xi^2}{(Z_c^2 - 1) - \xi^2} \right] \qquad (12)$$

si $Z_c \simeq 1$ $\qquad tg \, L = - \frac{2}{\xi} \qquad (13)$

Comme $\xi > > 1$ on voit que $tg \, L$ est légèrement négatif ce qui correspond bien à une longueur légèrement inférieure à une demi-onde. Ici encore la légère incertitude sur le calcul de ξ est comblée par la possibilité d'accorder les cavités dans une gamme assez large au moyen des pistons capacitifs.

Influence d'un support métallique central.

Supposons maintenant que le conducteur central de la cavité est supporté par un barreau métallique transversal d'admittance réduite jb et admettons pour simplifier que l'impédance (Z_c) du coaxial est égale à l'impédance de charge. On conduit le calcul de façon analogue à celle que nous venons d'employer et l'on trouve que la présence du barreau a tendance à augmenter la surtension du circuit :

$$Q = \frac{\pi}{2} \xi^2 \left(1 - \frac{b}{\xi}\right) \qquad (14)$$

Généralement l'admittance b sera faible devant l'impédance ξ ce qui fait que la présence du support n'affectera pas énormément la valeur de la surtension Q.

Pour la condition de résonance, le calcul est un peu plus compliqué. On trouve :

$$tg \, L \simeq - \frac{2}{\xi} + b \left(1 + \frac{1}{\xi^2}\right) \qquad (15)$$

Soit environ :

$$tg \, L \simeq - \frac{2}{\xi} + b \qquad (16)$$

b étant négatif, on voit que la présence du barreau tend à réduire la longueur de la cavité à la résonance comme on pouvait s'y attendre au moyen d'un diagramme de Smith.

Quadripôle équivalent à une interruption du conducteur central

Les divers calculs précédents supposent qu'une discontinuité du conducteur central est équivalente à une simple capacité série. Ceci est admissible lorsque la discontinuité est étroite c'est-à-dire pour de faibles surtensions. Dans le cas général, on peut représenter la discontinuité par un quadripôle en π ou en T.

Pour un quadripôle en π le schéma équivalent est représenté figure 6.

Le calcul des valeurs des éléments de ce quadripôle en fonction des divers paramètres est en cours actuellement.

E - Exemple de réalisation. Performances.

Cependant malgré leur valeur approximative, les raisonnements précédents nous ont permis de réaliser des filtres U.H.F. A titre d'exemple, voici les caractéristiques externes demandées à un filtre U.H.F. destiné à équiper un duplexeur dans une liaison hertzienne au-delà de l'horizon :

- gamme d'accord du filtre ..... 450 - 470 MHz
- perte d'insertion ohmique dans une bande de 25 MHz autour de la fréquence d'accord ..... < 0,5 *dB*
- ondulation dans une bande de 1,5 MHz autour de la fréquence d'accord ..... < 0,1 *dB*

Ceci correspond à un T.O.S. < 1,4

- affaiblissement dans la bande atténuée à 10 MHz de la fréquence d'accord ..... 75 *dB*
- puissance maximum traversante ..... 2 *kW*

Pour réaliser ces performances on a choisi un filtre coaxial du type plat à zéros multiples dont les coefficients de surtension centraux et externes étaient dans le rapport 2. Ce qui conduit à une modulation théorique dans la bande correspondant à un T.O.S. de 1,06.

$Q = 85 \qquad Q' = 170$

Les pertes d'insertion demandées nécessitaient des surtensions à vide de l'ordre de $Q_o = 9\,000$ alors que le choix d'un diamètre externe de 14 cm conduisait à une surtension théorique de 12 000; on disposait donc encore d'une certaine marge de sécurité.

CONCLUSION

Les avantages du type de filtre que nous avons décrit sont en résumé les suivants :

- filtre plat à zéros multiples n'exigeant pas une grande précision sur la valeur des coefficients de surtension;
- structure tubulaire simple et rigide;
- cavités entièrement métalliques;
- support métallique du conducteur central facilitant l'évacuation de la chaleur et donnant une bonne rigidité mécanique;
- pertes minimum pour un encombrement donné.

Ce dernier point est particulièrement important en vue des applications aux liaisons hertziennes en ondes décimétriques à grandes distances avec matériel transportable surtout lorsque l'on désire utiliser la diversité de fréquence. Dans ce cas, en effet, il faut à chaque terminal un duplexeur à quatre filtres dont le prix de revient et l'encombrement jouent un rôle important vis-à-vis de l'ensemble du matériel.

Ferrites en hyperfréquence

FERRITES A FAIBLES PERTES EN HYPERFRÉQUENCE

MICROWAVE FERRITES WITH LOW INSERTION LOSS

W. KAGAN et R. VAUTIER
C.N.R.S. Paris (France)

Grâce à leur forte résistivité électrique entraînant une faible absorption des ondes électromagnétiques, les ferrites trouvent des applications importantes dans le domaine des hyperfréquences. Ils permettent, entre autres, la réalisation de systèmes non réciproques en utilisant soit l'effet Faraday, soit l'effet Cotton-Moutton, soit l'effet de déplacement de champ qui sont des aspects particuliers de l'effet gyromagnétique. Le problème général, pour toutes ces applications, est d'obtenir des matériaux aussi peu absorbants que possible. Nous nous sommes attachés à obtenir des matériaux remplissant cette condition.

Pour faire une étude systématique des matériaux de ce point de vue, nous avons utilisé l'effet Faraday. En effet, les mesures simultanées de la rotation θ du plan de polarisation de l'onde électromagnétique, de l'affaiblissement α de cette onde, de son ellipticité et du taux d'ondes stationnaires du rotateur donnent des renseignements assez complets sur les mécanismes qui se produisent.

Nous avons donc cherché à obtenir des matériaux présentant dans un champ magnétique relativement faible une absorption réduite.

Bien qu'il n'ait qu'une valeur relative parce qu'il dépend des dimensions de l'échantillon et qu'il ne suffit pas pour renseigner complètement sur la qualité d'un matériau, nous considérons le rapport θ/α, appelé souvent facteur de mérite.

Ce rapport doit être aussi élevé que possible à condition que θ garde la valeur suffisante. Remarquons d'ailleurs que s'ils n'introduisent que de très faibles pertes, des échantillons ne produisant qu'une faible rotation peuvent cependant être utiles pour des applications en guide rectangulaire.

Considérations théoriques

La résonance gyromagnétique, correspondant à une forte absorption d'énergie, est la manifestation la plus immédiate de l'effet gyromagnétique.

Dans les applications qui ne l'utilisent pas directement la résonance gyromagnétique constitue donc une source de pertes supplémentaires et il y a alors intérêt à faire travailler les matériaux dans des conditions éloignées des conditions de résonance, ou si les conditions de travail sont fixées, à utiliser des matériaux dont la résonance se produise pour une valeur du champ magnétique aussi éloignée que possible de la valeur de champ utilisée.

La formule fondamentale liant l'intensité du champ magnétique et la fréquence de résonance est :

$$\omega = 2\pi f = \gamma H_{eff} \qquad (1)$$

γ = rapport gyromagnétique

H_{eff} = champ magnétique efficace

Il n'est pas nécessaire de tenir compte du champ moléculaire puisqu'il est admis que tous les spins précessionnent en restant parallèles entre eux.

Il est facile de faire intervenir les champs démagnétisants liés à la forme extérieure du corps lorsque cette forme permet de définir des facteurs de désaimantation.

En particulier, Kittel [1] a montré que dans le cas d'un échantillon cylindrique assimilable à un ellipsoïde allongé et soumis à un champ statique parallèle à son axe, la relation *(1)* devient :

$$\omega = 2\pi f = \gamma \left[H_r + (N_x - N_z) M\right] \qquad (2)$$

f = fréquence de résonance

N_z = facteur de désaimantation suivant la direction du champ

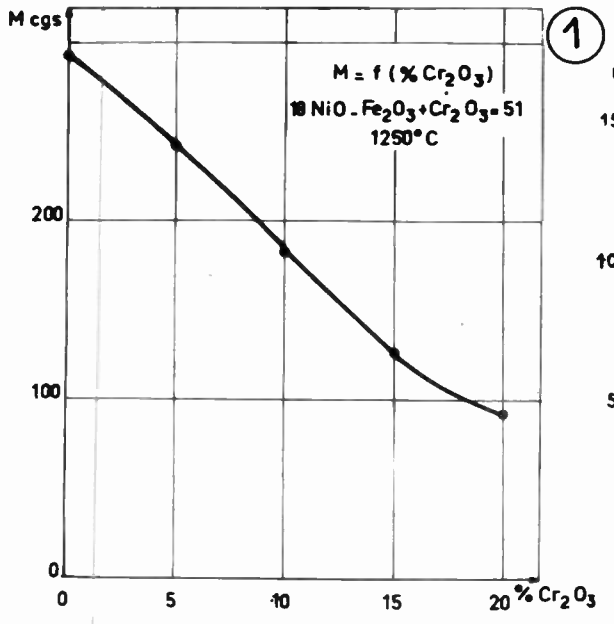
N_x = facteur de désaimantation dans un plan perpendiculaire au champ

M = aimantation à saturation (les échantillons étant effectivement saturés dans les conditions expérimentales)

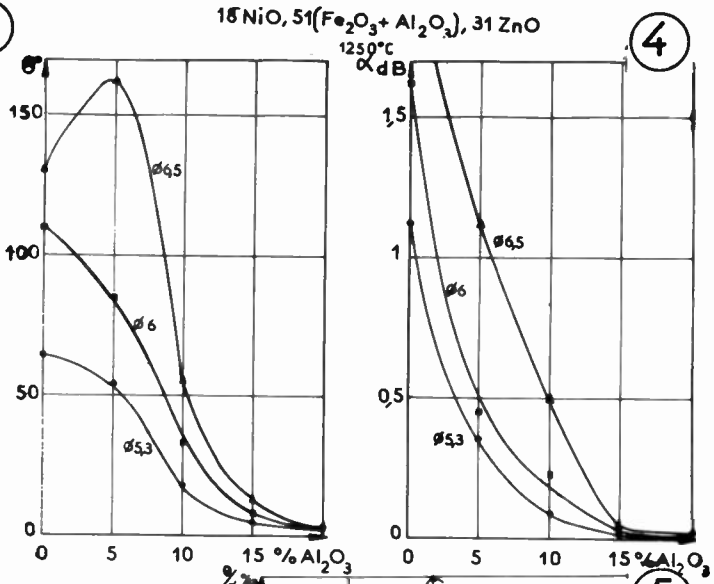
H_r = valeur du champ efficace qui produit la résonance

H_r doit comprendre les champs d'anisotropie et éventuellement les champs démagnétisants internes.

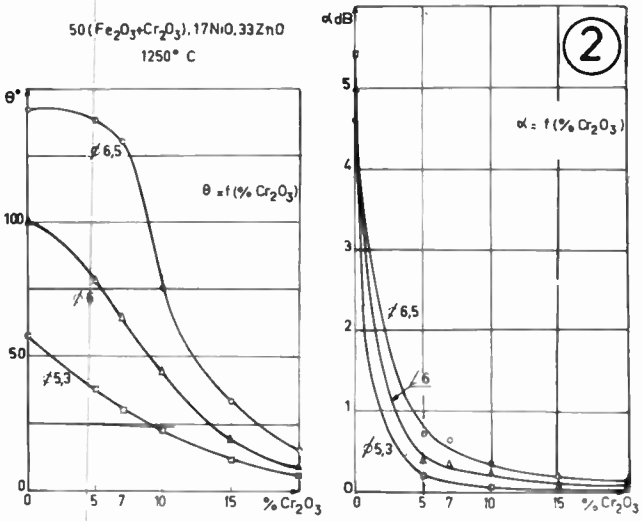
Dans la plupart des applications n'utilisant pas directement la résonance gyromagnétique, on utilise un champ statique inférieure au champ de résonance pour la fréquence utilisée.


M cgs
M = f (% Cr2O3)
18 NiO - Fe2O3 + Cr2O3 = 51
1250° C
200
100
0
0 5 10 15 20 % Cr2O3

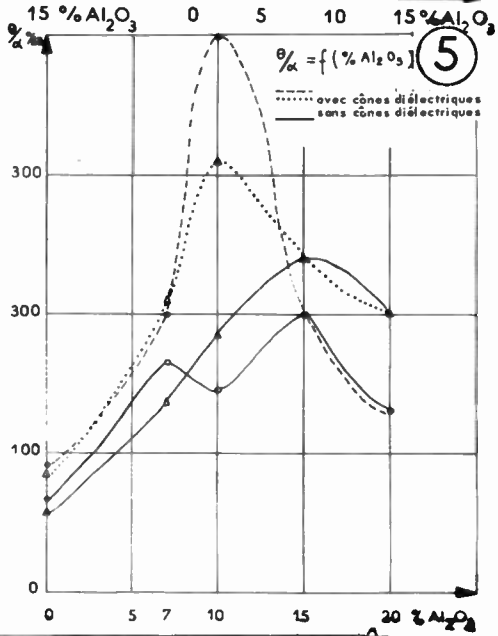
1


18 NiO, 51 (Fe2O3 + Al2O3), 31 ZnO
1250°C
θ°
α dB
ø6,5
ø6
ø5,3
150
100
50
0
1,5
1
0,5
0 5 10 15 % Al2O3

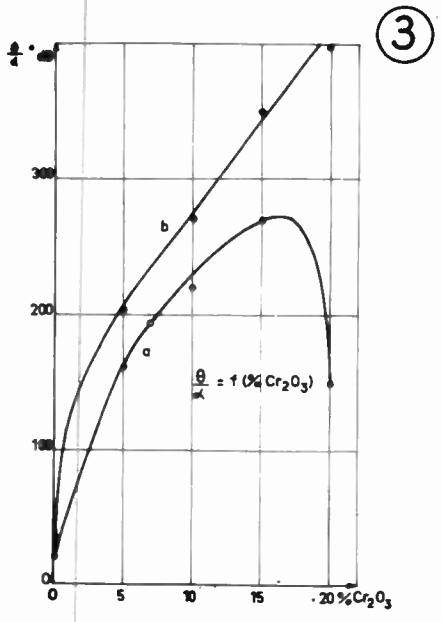
4


50 (Fe2O3 + Cr2O3), 17 NiO, 33 ZnO
1250° C
θ°
α dB
θ = f (% Cr2O3)
α = f (% Cr2O3)
ø6,5
ø6
ø5,3
100
50
0
5
4
3
2
1
0 5 7 10 15 % Cr2O3

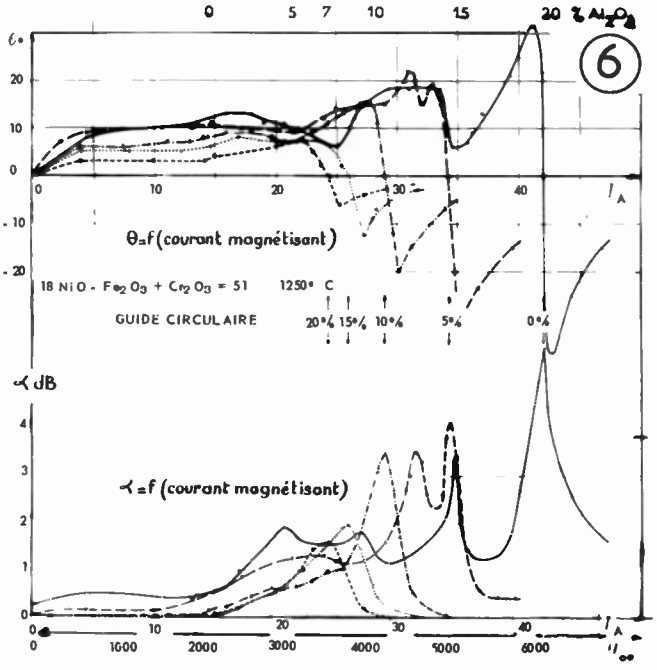
2


θ/α = f (% Al2O3)
avec cônes diélectriques
sans cônes diélectriques
300
300
100
0
0 5 7 10 15 20 % Al2O3

5


θ/α = f (% Cr2O3)
b
a
200
100
0
0 5 10 15 20 % Cr2O3

3


θ = f (courant magnétisant)
18 NiO - Fe2O3 + Cr2O3 = 51 1250° C
GUIDE CIRCULAIRE
20% 15% 10% 5% 0%
α dB
α = f (courant magnétisant)
20
10
0
-10
-20
4
3
2
1
0
0 10 20 30 40 IA
0 1000 2000 3000 4000 5000 6000 I∞

6

On a donc intérêt à ce que le champ de résonance soit aussi élevé que possible. La formule *(2)* montre que si la quantité $(N_x - N_z)$ est positive on peut augmenter H_r en diminuant M [2].

La théorie indique d'ailleurs qu'une diminution de M doit avoir également une influence sur l'angle de rotation, mais on peut espérer obtenir un gain notable sur le rapport θ/α.

Les travaux de Ch. Guillaud [3] ont montré qu'un moyen de diminuer l'aimantation à saturation M est de substituer aux ions Fe^{+++} des ions tels que Cr^{+++} ou Al^{+++}. Nous avons appliqué cette technique à des ferrites de Ni - Zn [4].

Résultats expérimentaux

Un ferrite de nickel-zinc peut être représenté par la formule :

$$X_1 (Fe_2 O_3) + X_2 (NiO) + X_3 (ZnO)$$

avec : $X_1 + X_2 + X_3 = 100$

On réalise la substitution équimoléculaire partielle de Cr_2O_3 à Fe_2O_3, ce qui donne :

$$a(Fe_2O_3) + b\,(Cr_2O_3) + X_2 (NiO) + X_3 (ZnO)$$

avec : $a + b = X_1$

b représente donc le pourcentage moléculaire de Cr_2O_3 par rapport à la totalité des composants.

Pour chaque composition de départ choisie, on a fait varier b de 0 à 20 %, l'expérience montrant qu'au-dessus de cette valeur les propriétés qui nous intéressent restent pratiquement constantes.

Tous les résultats de mesure donnés dans ce travail ont été obtenus à la fréquence de 9.575 MHz et à la température de 20° C environ.

Les mesures de la rotation de Faraday θ, de l'affaiblissement α et de l'ellipticité ont été faites pour un champ appliqué de 100 Oe dans un rotateur monté à l'extrémité d'un banc de mesure classique 3 cm. Un adaptateur à pistons permettait d'adapter l'impédance de la cellule de mesure à celle de la ligne.

Nous avons d'abord exploré le diagramme triangulaire Fe_2O_3, NiO, ZnO dans une gamme étendue de compositions. Nous avons retenu, pour une étude détaillée, les compositions définies par :

$$X_1 = 49,\ 50 \text{ et } 51$$
$$X_2 = 17 \text{ et } 18$$

en utilisant des températures de frittage de 1200, 1250 et 1300° C. Les teneurs moléculaires en Cr_2O_3 effectivement réalisées et étudiées ont été 0, 5, 7, 10, 15 et 20 %.

Pour des raisons de fabrication, la longueur des échantillons cylindriques mesurés était 30 mm, et les trois diamètres utilisés étaient 5,3, 6 et 6,5 mm de façon à avoir d'une part une rotation facilement mesurable et d'autre part une déformation assez faible de l'onde hyperfréquence.

Cette étude sur la seule substitution du chrome au fer a donc comporté trois séries de mesures sur 324 échantillons différents. Un certain nombre de ces échantillons a d'ailleurs été fait en plusieurs exemplaires pour contrôler la reproductibilité des résultats.

La figure 1 montre l'action de la substitution précédente sur le moment à saturation.

La figure 2 donne l'allure générale des variations de θ et de α en fonction du pourcentage de Cr_2O_3.

Comme prévu, l'affaiblissement α et la rotation θ diminuent mais on remarque que la diminution de α est plus rapide que celle de θ.

Remarquons tout de suite que la rotation pour les fortes teneurs en chrome garde une valeur relativement importante.

Si l'on considère le rapport θ/α, on voit que celui-ci augmente considérablement avec la teneur en Cr_2O_3, présentant l'une des allures de la figure 3, la forme (a) étant la plus générale.

Dans le but de vérifier la généralité de ces phénomènes, nous avons refait une étude complète identique en remplaçant le chrome par l'aluminium. On obtient encore la diminution de M attendue.

Les variations de θ et de α sont reportées sur la figure 4. On voit qu'elles ont même allure que pour le chrome ; il en est de même pour le facteur de mérite θ/α.

Toutefois, on remarque que si les affaiblissements pour les fortes teneurs en Al_2O_3 sont moins élevées, la rotation θ est aussi moins importante, ce qui conduit finalement à des facteurs de mérite en général moins élevés que pour le Cr_2O_3.

Il est d'ailleurs important de voir que la notion de facteur de mérite ne donne pas une idée complète de la valeur du matériau. En effet, pour un matériau destiné à être utilisé en effet Faraday, il faut non seulement que le facteur de mérite soit élevé, mais encore que l'on puisse obtenir une rotation suffisante dans un champ de quelques centaines d'oersteds : par exemple, 45° pour une ligne unidirectionnelle, 90° pour un déphaseur de π (gyrateur). Certains matériaux à facteur de mérite très élevé (> 400) mais dont la rotation est très faible (quelques degrés) ne seront pas utilisables. Par contre ces mêmes matériaux, si leurs pertes sont très faibles, ce qui est le cas en général, peuvent être très intéressants à utiliser en guide rectangulaire, d'autant plus que, comme nous le montrons plus loin, cette méthode pour diminuer les pertes, diminue aussi le champ de résonance.

Les techniques d'adaptation interviennent grandement dans les résultats de mesures.

Il est évident que l'adaptation du rotateur par un système de pistons le précédant n'est pas une solution idéale. En effet, de cette façon, on annule ou on rend minimum le coefficient de reflexion de l'ensemble qui suit l'adaptateur sans agir sur les réflexions internes à cet ensemble. Nous avons donc cherché à rendre aussi faibles que possible les réflexions dûes à l'échantillon de ferrite lui-même en le munissant d'extrémités coniques rapportées en diélectrique de constante voisine de celle du ferrite (longueur du cône $\simeq \lambda g$). L'adaptateur à pistons servait toujours à parfaire l'adaptation.

Les résultats sont tout à fait significatifs.

Mentionnons tout d'abord que l'adjonction de cônes diélectriques agit sur la rotation d'une manière très variée. En effet, si pour certains échantillons la variation de θ est pratiquement nulle, par contre pour d'autres elle peut atteindre $\pm$ 8 à 10 %. Dans nos expériences, cette variation se maintenait en général aux environs de 3 à 4 %. Cette variation peut sans doute être expliquée par le fait que l'introduction des cônes supprime des ondes qui, après plusieurs réflexions successives sur les faces terminales de l'échantillon, se composaient avec l'onde principale.

En ce qui concerne les pertes, nous avons observé que la présence des cônes diélectriques diminuait les pertes apparentes, mais d'une façon très différente suivant leur valeur initiale.

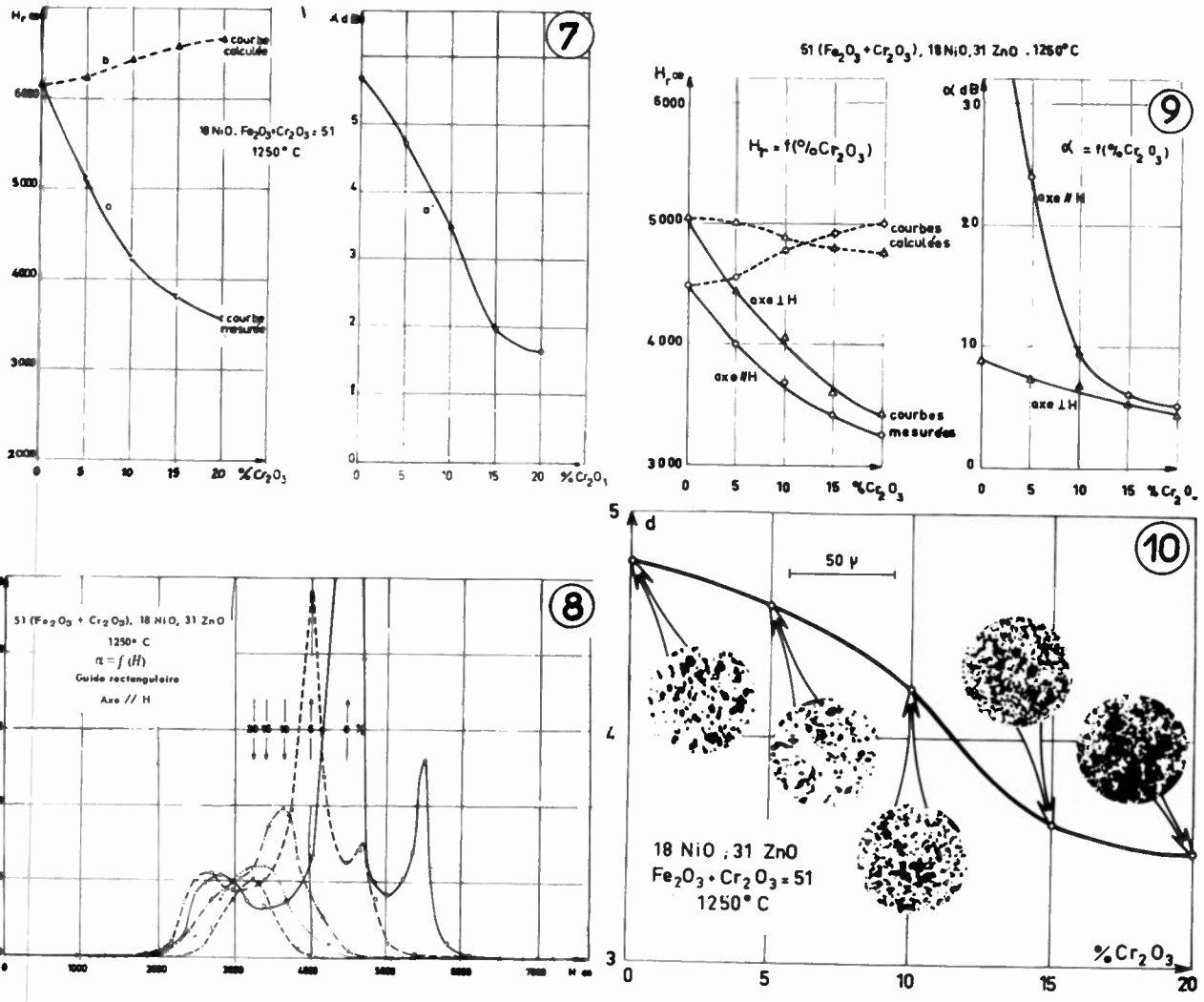
L'amélioration est faible pour les échantillons à fortes pertes et pour ceux à faibles pertes, mais elle est souvent très importante pour les échantillons à pertes moyennes, ceux qui justement fournissent déjà en général les facteurs de mérite les plus élevés.

On a tracé sur la figure 5 les variations de θ/α en fonction de la teneur en Al_2O_3 pour deux séries d'échantillons, d'abord sans cônes diélectriques, ensuite avec cônes diélectriques. On voit que l'introduction des cônes, d'une part augmente considérablement la valeur de θ/α, d'autre part supprime certains accidents sans doute dûs à des réflexions multiples entre les faces du cylindre.

Ces résultats s'interprètent assez facilement. Lorsqu'il s'agit de ferrites présentant de fortes pertes apparentes, celles-ci correspondent presqu'en totalité à de l'énergie absorbée dans le ferrite lui-même et les pertes par réflexion ne représentent qu'une part minime. La suppression de ces dernières n'apporte donc pas une grosse amélioration.

Au contraire, pour les échantillons à pertes moyennes, l'amélioration importante obtenue s'explique très bien si l'on admet que les pertes par reflexion et les pertes par absorption proprement dite dans le ferrite sont du même ordre de grandeur. La suppression, ou tout au moins la diminution, des pertes par réflexion entraîne alors une augmentation sensible du facteur de qualité.

Dans le cas des ferrites dont les pertes sont très faibles,



l'amélioration n'est pas très sensible. La présence de cônes en diélectriques peut même donner lieu dans quelques cas à une augmentation des pertes totales. C'est que dans ce cas, les pertes produites par le ferrite étant très faibles, les pertes par absorption dans le diélectrique ne sont plus négligeables. Si d'un côté le diélectrique diminue les pertes par réflexion, son absorption propre peut par ailleurs faire perdre le bénéfice de cette diminution.

L'utilisation judicieuse de cônes diélectriques d'adaptation permet donc d'obtenir dans chaque cas particulier le facteur θ/α le plus élevé possible. Ces remarques sur l'adaptation sont: évidemment applicables en guide rectangulaire.

Ayant obtenu ces résultats pratiques attendus, nous avons cherché à vérifier la validité du raisonnement qui concluait à une augmentation du champ de résonance quand M diminuait.

Pour cela, nous avons entrepris des mesures dans des champs suffisamment intenses pour produire la résonance gyromagnétique.

A cause de la nécessité d'utiliser un champ intense et uniforme, les échantillons de diamètre 5,3 mm déjà utilisés ont été réduits à une longueur de 6 mm ; puis, pour qu'il n'y ait pas de doute sur le signe positif de la différence $(N_x - N_z)$, nous avons utilisé des échantillons de 9 mm de longueur ; la résonance était observée par le changement de signe de la rotation θ et par le maximum d'absorption qui doit y correspondre.

Contrairement à la théorie précédente, on a trouvé qu'à l'augmentation du pourcentage de Cr_2O_3 correspondait une diminution du champ de résonance.

La figure 6 montre une des séries de courbes obtenues. On voit sur cette figure que la valeur de H pour laquelle on obtient simultanément le changement de signe de θ et le maximum de α diminue très nettement quand la teneur en Cr_2O_3 augmente.

On a reporté sur la figure 7 les variations de H_r et α_r en fonction du pourcentage Cr_2O_3. On peut comparer ces variations à celles prévues par la formule de Kittel lorsqu'on suppose γ constant, ce qui est conforme à la théorie du ferromagnétisme.

Pour ces calculs, les facteurs démagnétisants ont été évalués en assimilant le cylindre à un ellipsoïde équivalent [5].

Pour confirmer ces résultats, il était intéressant de faire des mesures en faisant varier le signe de $(N_x - N_z)$. Cela était malaisé en guide circulaire ; nous avons donc opéré en guide rectangulaire, la résonance étant observée par le maximum d'absorption.

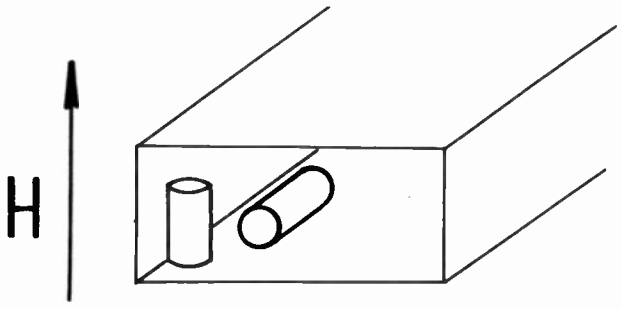


Figure 11

Le champ, produit par un électro-aimant, étant toujours vertical, les échantillons étaient placés soit l'axe parallèle à H, soit l'axe perpendiculaire à H.

La figure 8 montre les variations de α en fonction des champs appliqués, quand l'axe est perpendiculaire à H. On a tracé sur la figure 9 les variations de H_r et α_r en fonction du pourcentage Cr_2O_3, ainsi que les courbes calculées d'après la formule de Kittel. On voit que les écarts avec la théorie classique sont du même sens quel que soit le signe de $(N_x - N_z)$.

Discussion

On déduit de ces expériences que si les pertes en champ faible diminuent quand la teneur en Cr_2O_3 augmente, cela ne doit pas être imputé à une augmentation du champ de résonance, mais est plutôt à rapprocher du fait que l'amplitude de l'absorption à la résonance diminue.

La première conclusion que l'on peut tirer de ces résultats est que les formules de Kittel, établies pour l'application aux ferromagnétiques, doivent être employées avec prudence dans le cas des matériaux tels que les ferrites, comportant plusieurs sous-réseaux.

Il reste à chercher une explication aux résultats observés.

Il faut d'abord tenir compte du fait qu'il s'agit de ferrimagnétiques et non de ferromagnétiques. La présence de plusieurs sous-réseaux peut vraisemblablement modifier les conditions de résonance. Cette question a été traitée par R.K. Wangsness [6] dans plusieurs articles, et sous forme plus facilement utilisable par B. Dreyfus [7]. D'après Dreyfus sur les quatre solutions fournies par les équations de résonance dans le cas de deux sous-réseaux, deux solutions ne peuvent donner lieu à un maximum d'absorption. De plus, en accord avec Wangsness, il trouve qu'une des deux résonances théoriquement observables est très faible en général vis-à-vis de l'autre. Elle doit se trouver d'ailleurs en dehors du domaine des ondes centimétriques.

On ne doit mettre finalement en évidence qu'une seule résonance déterminée par l'équation classique de la résonance ferromagnétique, mais en introduisant un rapport gyromagnétique efficace :

$$\gamma = \frac{M_1 + M_2}{\frac{M_1}{\gamma_1} + \frac{M_2}{\gamma_2}}$$

M_1 et M_2, γ_1 et γ_2 étant respectivement les aimantations et les rapports gyromagnétiques des deux sous-réseaux.

Cette formule peut donner une explication satisfaisante de nos résultats. En effet, en admettant pour γ_1 et γ_2 des valeurs raisonnables, correspondant à des valeurs g_1 et g_2 des facteurs de Lande assez voisines de 2, cette formule permet d'obtenir pour γ les valeurs élevées ($\simeq 8$) que nous observons expérimentalement. De plus, en y faisant varier seulement M_2, la variation de γ résultante peut expliquer les variations du champ de résonance observées.

On pourrait aussi attribuer, au moins partiellement, la variation du champ de résonance à une variation inverse du champ d'anisotropie. Mais, d'une part, tous les ferrites en cause, sont saturés dans les champs faibles; donc les constantes d'anisotropie sont faibles ; d'autre part, ils sont composés de microcristaux orientés au hasard. Le champ statique H étant beaucoup plus grand que K/M, tout se passe alors avec une grande approximation comme si on avait affaire à une substance isotrope d'énergie magnétocristalline nulle [8]. Ajoutons que nos calculs ne sont pas tout à fait irréprochables, notamment en ce qui concerne les facteurs démagnétisants qui, en réalité, ne sont pas définis rigoureusement. Toutefois, la différence $(N_x - N_z)$ reste très sensiblement la même pour tous les échantillons d'une même série.

Enfin, dans le cas des échantillons contenant du chrome, la détermination de la densité apparente des échantillons laisse apparaître une variation assez importante avec le pourcentage de Cr_2O_3 (Fig. 10). Or, une étude aux rayons X a montré que la variation de la maille cristalline, compte tenu de la faible différence de masse atomique entre le fer et le chrome, ne doit entraîner qu'une variation de la densité théorique inférieure à 1 %. La variation de densité apparente observée ne peut donc être dûe qu'à la porosité, ce qu'a confirmé l'examen micrographique, dont la figure 10 donne une idée. Or, il est évident que la porosité du matériau, en introduisant des champs démagnétisants internes supplémentaires, doit être équivalente, au moins en première approximation, à une modification des coefficients de désaimantation N_x et N_z. Cette modification est de même sens pour les deux coefficients et ne peut changer le signe de leur différence.

Il reste toutefois une difficulté à résoudre. On remarque sur les courbes de la figure 6 la présence de deux maximums d'absorption secondaire, de part et d'autre de la ligne principale pour les faibles teneurs en Cr_2O_3. Ces maximums secondaires disparaissent quand la teneur en Cr_2O_3 augmente.

Afin de déterminer l'origine de ces maximums secondaires, nous avons entrepris sur les mêmes échantillons des mesures en ondes polarisées circulairement. Cette étude est actuellement en cours. Les premiers résultats montrent que pour un sens du champ convenable, on obtient bien des pointes d'absorption pour les mêmes valeurs de champ qu'en ondes polarisées rectilignement. Si l'on inverse le sens du champ, on obtient des raies d'absorption très petites coïncidant sensiblement avec celles trouvées pour l'autre sens. Il semble donc que l'on puisse affirmer que ces pics d'absorption sont bien dûs à une résonance gyromagnétique et non pas à un phénomène externe tel qu'une désadaptation.

Ces résultats peuvent d'ailleurs être rapprochés d'observations similaires faites par L. White et L.H. Solt [9], sur des sphères de ferrite. Ces auteurs attribuent les résonances secondaires au fait que la phase de précession vaire de point en point à l'intérieur de l'échantillon.

Les trois phénomènes de résonance que nous observons pourraient correspondre aux lignes dénommées B, C, D, par ces auteurs, la ligne C étant la résonance fondamentale, c'est-à-dire celle produite par le mode de résonance uniforme de l'échantillon.

On peut admettre cette explication en notant l'accord avec une remarque de ces auteurs que lorsque M diminue, la largeur des lignes augmente et qu'elles sont moins bien résolues, ce que nous constatons effectivement sur la figure 8.

Toutes ces recherches ont été effectuées dans le cadre de l'étude générale des ferrites menées au Laboratoire du Magnétisme du C.N.R.S. sous la direction de M. Guillaud.

Nous remercions M. Villers qui s'est chargé de la mesure des moments à saturation et M. Paulus qui a dirigé les études micrographiques et les études aux rayons X.

BIBLIOGRAPHIE

1 - C. Kittel - Phys. Rev. (1948), 73, 155-61

2 - L.G. Van Uitert, J.P. Schafer, C.L. Hogan - J. Appl. Phys. (1954), 25, n° 7 925-6

3 - C. Guillaud - J. Phys. Rad., (mars 51) 12, n° 3, 239-48

4 - C. Guillaud, R. Vautier - Matériaux ferromagnétiques utilisant l'effet gyromagnétique et procédés pour leur fabrication
Brevet Français, n° 1.153.644 demandé le 2 mai 1956, délivré le 14 octobre 1957

5 - P.M. Prache - Noyaux et coquilles magnétiques, (1952), Dunod, Paris

6 - R.K. Wangsness - Phys. Rev. (1953), 91, N° 5 1085-91 et (1954) 93, n° 1 68-71

7 - B. Dreyfus - C.R.Ac.Sci., (1955), 241, 552-4 et 1270-2

8 - L. Neel - Annales de l'Institut Polytechnique de Grenoble (1953), n° spécial Colloque C.N.R.S.

9 - L. White, I.H. Solt - Phys. Rev. (1956), 104, 56-62

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES FERRITES POUR LEUR EMPLOI EN UHF

CONTRIBUTION TO THE DEVELOPMENT OF FERRITES IN UHF APPLICATIONS

A. VASSILIEV
C.S.F. Paris (France)

1. Généralités

Les applications des ferrites en U.H.F. sont basées sur leurs propriétés magnétiques et sur leur haute résistivité.

La composition chimique et la structure cristalline des ferrites ont été décrites dans de nombreuses publications (par exemple : 1, 2, 3, 4, etc...) de telle sorte qu'on n'examinera ici que quelques points de détail pouvant avoir une importance particulière pour les applications en U.H.F.

On rappelléra que les propriétés des ferrites sont surtout dues aux spins de certains électrons dits «porteurs de moment» des ions métalliques entrant dans la composition de ces matériaux, (1, 2, 4).

Dans la théorie élémentaire des propriétés des ferrites en U.H.F. on suppose que ces électrons se comportent comme des *électrons libres*, tout en étant «couplés» entre eux par le champ moléculaire. Dans ces conditions, si l'on désigne par $\vec{s_i}$, le moment magnétique de l'électron porteur de moment (i), le moment magnétique total d'un volume v_j de ferrite vaut :

$$\vec{M_j} = \sum_i \vec{s_i} \tag{1}$$

Si v_j est un domaine de Weiss (5, 4), les spins des électrons porteurs de moment sont parallèles entre eux et en désignant par $\vec{s_i}$ (A) et par $\vec{s_i}$ (B) les spins des électrons associés aux sites (A) et (B) de la structure spinelle (1, 2, 4), le moment total est :

$$\vec{M_j} = \frac{\vec{s_i}}{|s_i|} \sum_{i_1 i_2} |\vec{s_{i_1}}(B)| - |\vec{s_{i_2}}(A)| \tag{2}$$

ou

$$\vec{M_j} = m_j \vec{S} \tag{3}$$

m_j étant un nombre entier.

Ce point de vue simplifié revient à négliger l'effet de la température sur la valeur de $\vec{M_j}$, l'effet de l'anisotropie magnétocristalline, etc...

Dans la théorie élémentaire, on suppose en outre que v_j est infini, homogène sans pertes diélectriques et que les mouvements de $\vec{M_j}$ ne sont pas amortis.

Ces hypothèses définissent un milieu ferrite «idéal», très éloigné d'un ferrite «réel», dont les propriétés devraient être définies en introduisant l'effet de chacun des paramètres négligés ci-dessus. On essaiera de procéder ainsi dans la suite.

2. Rappel de la théorie élémentaire des propriétés des ferrites en U.H.F.

Cette théorie est basée sur l'équation du mouvement supposé sans pertes du moment d'un électron libre soumis à l'action d'un champ magnétique $\vec{H_i}$

$$\frac{d\vec{s_c}}{dt} = \vec{s_m} \wedge \vec{H_i} \tag{4}$$

où s_m et s_c désignent les moments magnétique et cinétique de l'électron.

Etant donné que ces deux moments sont liés par la relation :

$$\frac{s_m}{s_c} = \gamma = -\frac{g\,e}{2\,m\,c} \tag{5}$$

dans laquelle e et m désignent la charge et la masse de l'électron, pour lequel $g = 2$, c la vitesse de la lumière dans le vide et γ le rapport gyromagnétique. D'où (4) devient :

$$\frac{d\vec{s_m}}{dt} = \gamma \vec{s_m} \wedge \vec{H_i} \tag{6}$$

Compte tenu de la relation (3) l'équation du mouvement du moment d'un milieu ferrite «idéal» est :

$$\frac{d\vec{M_j}}{dt} = \gamma \vec{M_j} \wedge \vec{H_i} \tag{7}$$

Cette équation définit un mouvement de précession de $\vec{M_j}$ autour de $\vec{H_i}$ et d'après Larmor, la fréquence angulaire ω_o de ce mouvement est donnée par la relation :

$$\omega_o = |\gamma|\,|\vec{H_i}| \tag{8}$$

On rappellera la valeur pratique $\frac{|\gamma|}{2\pi} = 2{,}8$ MHz/oersteds.

Polder (6) a montré que si une onde U.H.F. plane, à polarisation rectiligne et de fréquence angulaire ω se propage dans le milieu dans la direction de $\vec{H_i}$, le vecteur induction U.H.F. $\vec{b}$ est lié au vecteur champ U.H.F. $\vec{h}$ par la relation tensorielle :

$$\vec{b} = |\mu| \cdot \vec{h} \tag{9}$$

où

$$|\mu| = \begin{vmatrix} \mu & -jK & 0 \\ jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \tag{10}$$

Si l'on pose $\gamma_o = |\gamma|$ et $\omega_1 = \gamma_o M_o$ où M_o est le moment spécifique du milieu, (d'après la relation (3) M_o est le moment de saturation), on a :

$$\mu = 1 + \frac{\omega_1 \omega_o}{\omega_o^2 - \omega^2} \tag{11}$$

WRH

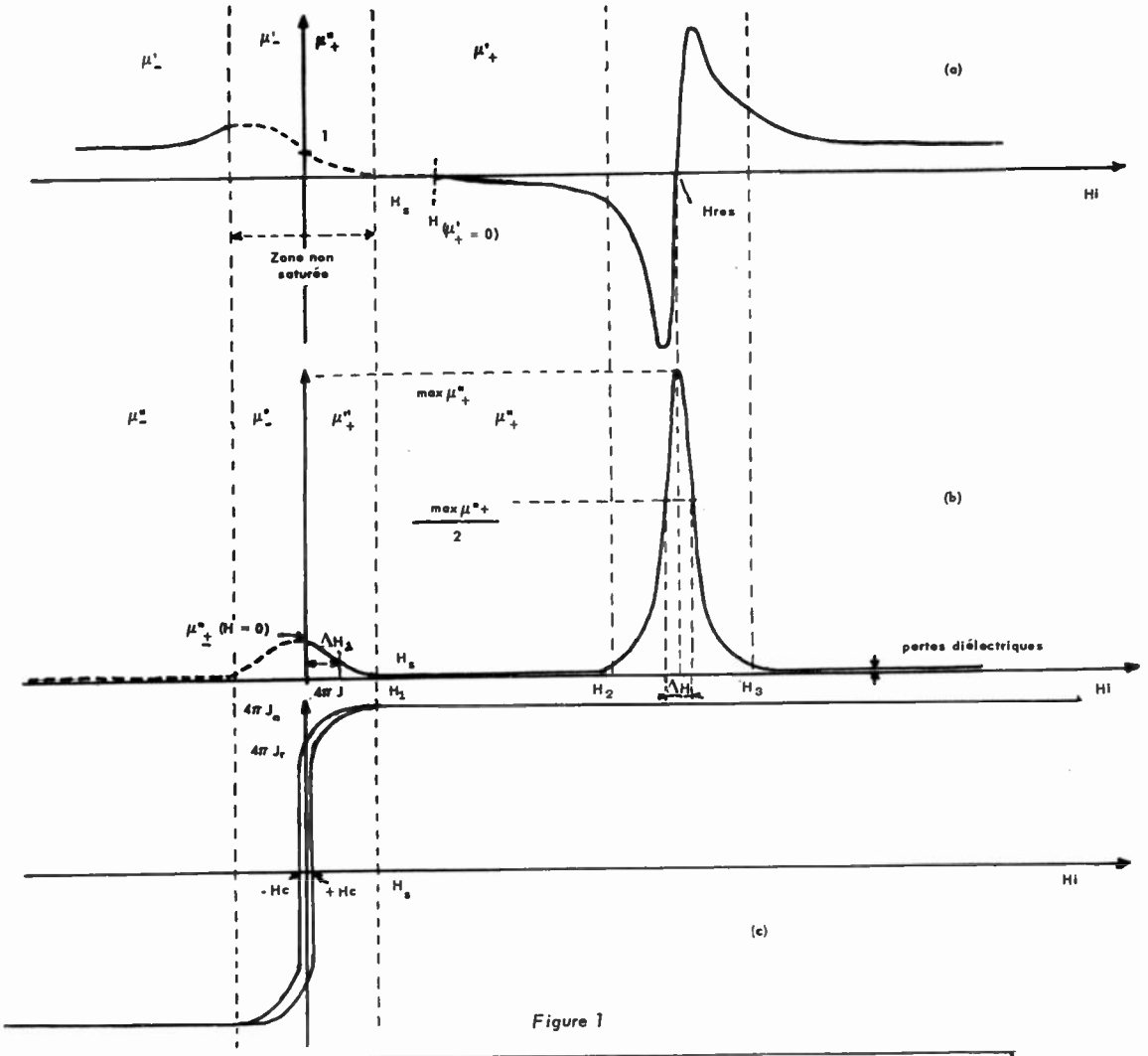


Figure 1

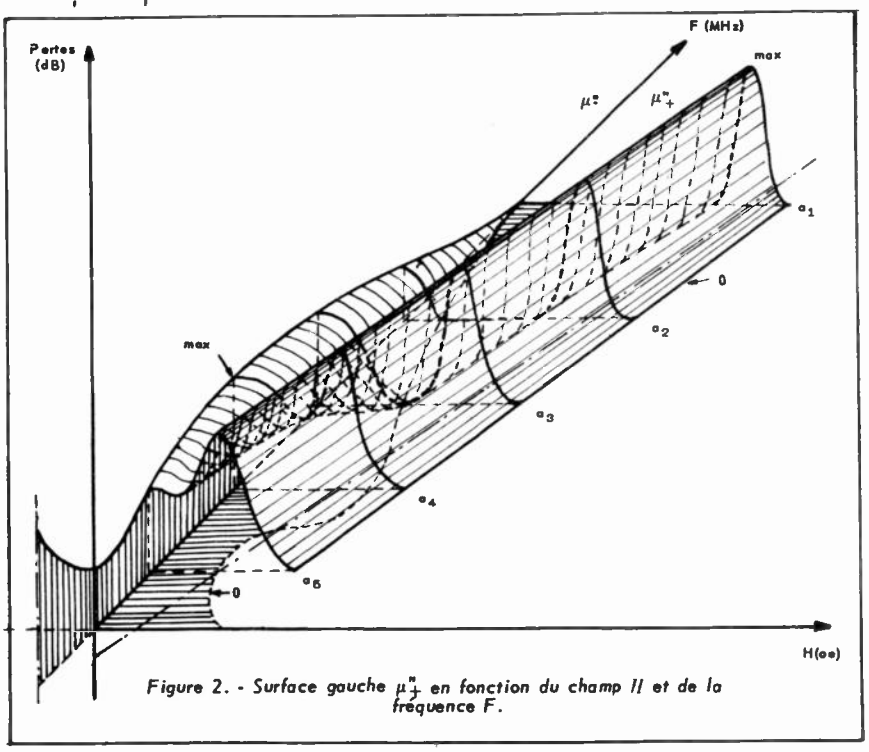


Figure 2. - Surface gauche μ''_+ en fonction du champ H et de la fréquence F.

$$K = \frac{\omega_1 \omega}{\omega_o^2 - \omega^2} \qquad (12)$$

On démontre que si l'on décompose cette onde en deux ondes planes à polarisation circulaire désignées par (+) et par (−), le tenseur (10) se réduit à la diagonale, c'est-à-dire la relation (9) se ramène à deux relations scalaires représentées par :

$$\vec{b}_{(+)(-)} = \mu_{(+)(-)}\, \vec{h}_{(+)(-)} \qquad (13)$$

avec

$$\mu_{(+)(-)} = 1 + \frac{\omega_1}{\omega_o^2 \mp \omega} \qquad (14)$$

Le milieu est donc biréfringent pour les ondes (+) et (−). Il en résulte la démonstration mathématique de l'effet Faraday :

$$\theta = \frac{\omega l}{2} \sqrt{\epsilon}\, (\sqrt{\mu_{(-)}} - \sqrt{\mu_{(+)}}) \qquad (15)$$

où θ désigne l'angle de rotation du vecteur polarisation $\vec{h}$, autour de $\vec{H_i}$, l la distance parcourue par l'onde dans le milieu et ϵ la constante diélectrique de ce dernier.

3. Equation générale de la propagation d'une onde plane dans un milieu ferrite « idéal »

D'après P.J.B. Clarricoats et Al, (7), si l'on désigne par φ l'angle formé par le vecteur de Poynting $\vec{P}$ et par $\vec{H_i}$, on trouve deux solutions pour l'équation de Maxwell :

$$\Gamma_{\pm} = j\omega\epsilon^{\frac{1}{2}} \left\{ \frac{(\mu^2 - K^2 - \mu)\sin^2\varphi + 2\mu \mp [(\mu^2 - K^2 - \mu)\sin^2\varphi + 4K^2\cos^2\varphi]^{\frac{1}{2}}}{2\,[(\mu - 1)\sin^2\varphi + 1]} \right\}^{\frac{1}{2}} \qquad (16)$$

Nota : Dans le système d'unités adopté ici, la perméabilité du vide est $\mu_o = 1$.

On peut distinguer deux cas principaux :

a) Lorsque $\varphi = 0$, $\Gamma \pm = j\omega\epsilon^{\frac{1}{2}} (\mu \mp K)^{\frac{1}{2}}$

Donc on retrouve les valeurs de $\mu_{(+)(-)}$ de l'équation (14). Le milieu est « non réciproque »,

b) Lorsque $\varphi = \frac{\pi}{2}$ on distingue deux cas :

b_1) $\vec{h}$ est parallèle à $\vec{H_i}$

$$\Gamma_+ = j\omega\epsilon^{\frac{1}{2}} \qquad (17)$$

b_2) $\vec{h}$ est perpendiculaire à $\vec{H_i}$

$$\Gamma_- = j\omega\epsilon^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\mu^2 - K^2}{\mu}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (18)$$

Dans ces deux cas, la propagation est dite « réciproque », car Γ_+ et Γ_- ne changent pas de signe lorsque $\vec{P}$ s'inverse. On peut donc distinguer deux classes d'applications : les applications pour les dispositifs « réciproques » et celles pour les dispositifs « non réciproques », ces derniers étant considérés comme les plus intéressants.

4. Aspect mathématique des pertes dans un milieu ferrite « infini »

Un milieu ferrite réel présente nécessairement des pertes diélectriques et magnétiques.

Dans les formules précédentes, toutes les grandeurs : ϵ, μ, K et par conséquent $\mu_{(+)}$ et $\mu_{(-)}$ sont complexes, la partie imaginaire de ces grandeurs représentant les pertes.

Les pertes magnétiques sont représentées par l'addition d'un terme A au second membre de l'équation (7). Deux formes mathématiques de A ont été proposées : l'une dite de Landau-Lifschitz (L-L) et l'autre de Bloch-Bloembergen (B-B) (13).

$$A = -\frac{\alpha\gamma M}{|M|} \wedge (\vec{M} \wedge \vec{H_i}) \qquad \text{(L-L)} \qquad (19)$$

$$A = -\frac{M - M_o}{\tau} + \frac{|M|}{|H_i|} \cdot \frac{H}{\tau} \qquad \text{(B-B)} \qquad (20)$$

On trouve dans la littérature des termes de formes différentes, mais équivalentes aux deux précédentes. Le terme (B-B) introduit la constante τ caractérisant le temps de relaxation des moments magnétiques du matériau.

Il semble que dans certains cas le terme le mieux vérifié par les résultats expérimentaux soit le terme (B-B).

De toutes façons, on peut représenter les pertes par un vecteur $\vec{A}$ situé dans le plan $\vec{M}$, $\vec{H_i}$, tendant à ramener $\vec{M}$ dans la direction de $\vec{H_i}$.

L'écart angulaire entre $\vec{M}$ et $\vec{H_i}$ correspondra à l'équilibre entre la force centrifuge due à $\vec{h}$ et la forme centripète due à $\vec{A}$.

5. Propriétés d'un ferrite réel

On considèrera ici les propriétés magnétiques classiques - globales - d'un ferrite.

En reprenant les relations (11), (12) ou (14), on voit que μ, K, $\mu_{(+)}$ et $\mu_{(-)}$ dépendent du moment de saturation M_o. Il en est de même des termes représentant les pertes magnétiques, comme le montre, par exemple, la relation (14) donnée par P.J.B. Clarricoats (6) et des expressions de μ' et μ'', K' et K'' données par N. Bloembergen (13, p. 1 210).

De même, l'équation (18) conduit à l'expression :

$$\mu_{rec} = \frac{\gamma^2 B_o^2 - \omega^2}{\gamma^2 H_i B_o - \omega^2} \qquad (21)$$

avec $B_o = H_i + 4\pi M_o$.

Par conséquent, les propriétés U.H.F. des ferrites dépendent de la valeur du moment de saturation M_o (ou de l'aimantation de saturation J_o).

D'autre part, il serait naturel d'admettre que $\mu = \mu' - j\mu''$ et $K^* = K' - jK''$ et $\mu^*_{(+)} = \mu'_{(+)} - j\mu''_{(+)}$ et $\mu^*_{(-)} = \mu'_{(-)} - j\mu''_{(-)}$ dépendent des facteurs caractérisant les pertes magnétiques, quoique les calculs théoriques semblent avoir été moins abordés pour expliciter ces relations. On citera les calculs de M. Bloembergen (13).

La figure 1 représente l'allure des variations de $\mu'_{(+)(-)}$ et de $\mu''_{(+)(-)}$ d'un ferrite réel (a) et (b) et la variation de $4\pi J$ en fonction du champ H_i (c), la fréquence ω étant supposée constante. La zone centrale correspond à l'état du ferrite non saturé donc n'entrant pas dans le cas de l'hypothèse représentée en (3).

On a admis dans la figure 1 que le ferrite est saturé lorsque $H_i > H_s$ ce qui revient à négliger le terme $\frac{a}{H_i}$ dans la loi d'approche à saturation (4).

G.T. Rado a publié une étude détaillée du comportement des ferrites non saturés, (en considérant la structure magnétique divisée en domaines de Weiss) et il a trouvé que $\vec{b}$ et $\vec{h}$ sont toujours liés par une relation tensorielle analogue à (10), lorsque le champ de polarisation H_i est différent de zéro.

Cet auteur a également étudié le cas où $H_i = 0$. Par raison de symétrie, on a alors : $\mu'_{(+)} = \mu'_{(-)} = \mu'$ et $\mu''_{(+)} = \mu''_{(-)} = \mu''$, c'est-à-dire, du point de vue macroscopique, la perméabilité $\mu^* = \mu' - j\mu''$ est scalaire. Il donne des courbes expérimentales

montrant que μ' peut devenir négatif et que μ'' passe par un maximum entre 2 et 10 Mc/s pour des ferrites notamment du type MgO, MnO, Fe_2O_3, (9, 10).

Sur la base de ces résultats, on peut imaginer la mesure de $\mu'(+)$, $\mu'(-)$, $\mu''(+)$ et $\mu''(-)$ (ou, ce qui est équivalent, celle de μ', μ'', K' et K''), en fonction de la fréquence F et en fonction du champ H_i à une température donnée, par exemple 25°C, qui permettrait de tracer quatre surfaces gauches.

La figure 2 représente l'allure des surfaces $\mu''(+)$ et $\mu'(-)$.

La figure 3 correspond à une représentation plane obtenue par la projection des courbes de niveau de la figure 2 sur le plan (F, H_i).

Sur la figure 2 on retrouve la courbe $\mu''(+) = f(F)$ de Rado dans le plan (pertes μ'' – fréquence) et les courbes de μ'' au voisinage de la résonance, par exemple, celle de l'intersection de la surface μ'' avec le plan vertical $F = a_1$. On met ainsi en évidence une fréquence limite inférieure F_{rm} au-dessous de laquelle apparaissent des «pertes aux champs nuls» se prolongeant d'ailleurs dans le plan (F, H_i) sous la forme de pertes dites «aux champs faibles».

Il semblerait qu'un ferrite serait défini si l'on mesure $\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon''$ en fonction de la fréquence et $\mu^* = \mu' - j\mu''$, $K^* = K' - jK''$ ou bien $\mu^*(+) = \mu'(+) - j\mu''(+)$ et $\mu^*(-) = \mu'(-) - j\mu''(-)$ en fonction de la fréquence et en fonction du champ.

Divers auteurs ont décrit des méthodes de mesures de ces grandeurs, (par exemple, 11, 12, etc...). La majorité de ces mesures sont effectuées à l'aide de cavités résonnantes et les calculs mettent à contribution la théorie des perturbations. Des précautions sont en général prises pour que le cas des perturbations soit valable : forme, dimensions et disposition des échantillons.

Ces mesures paraissent être les plus rigoureuses et les plus adaptées pour atteindre les valeurs «intrinsèques» ou «internes» de ϵ^* et de $|\mu|^*$. Cependant, elles sont effectuées sur des pièces de dimensions «finies» et même de faibles dimensions, (sphères, disques ou tiges). Par conséquent, on peut se demander jusqu'à quel degré on peut considérer les valeurs ainsi mesurées comme représentant les grandeurs «intrinsèques». (Voir ci-après).

On pourrait en outre reprocher à ces méthodes la complexité de l'appareillage et des calculs surtout en supposant que les mesures sont effectuées à plusieurs fréquences nécessitant des cavités et des appareillages distincts.

Des méthodes et des appareillages plus simples, donnant des valeurs de caractéristiques plus relatives, sont séduisantes. Mais, pour l'instant, il ne semble pas possible d'affirmer si elles suffisent pour définir sans ambiguité un matériau.

6. Champ interne dans une pièce en ferrite «idéal»

Les études théoriques permettent de justifier l'aspect global des propriétés des ferrites en U.H.F. Cependant, dans les cas d'emplois réels, les pièces ont des dimensions finies, souvent plus petites que la longueur d'onde U.H.F. et elles sont disposés, dans la plupart des cas, dans des guides ou dans des cavités où l'onde ne peut guère être assimilée à une onde plane.

On est donc amené à considérer tout d'abord l'influence de la forme géométrique sur le champ statique $\vec{H_i}$ et sur le champ U.H.F. $\vec{h}$ dans la pièce en ferrite. On supposera que la pièce en ferrite «idéal» a une forme régulière, par exemple un parallélépipède, un cylindre, une sphère, etc... On supposera, en outre, qu'on lui applique un *champ uniforme* $\vec{H_o}$ dans une direction $\overline{OZ}$ définie par une dimension caractéristique comme, par exemple l'axe ou le diamètre d'un cylindre. On supposera, en outre que l'on peut définir des facteurs de désaimantation N_x, N_y et N_z (4, 5, etc...) valables pour tous les points de la pièce, ce qui revient à négliger les «effets des bords». Dans ces conditions, si l'on suppose que dans le ferrite les mouvements des spins sont libres, on trouve que le champ statique $\vec{H_o}$, réellement agissant dans le matériau, est :

$$\vec{H_o} = \vec{H_o} - N_z\, 4\pi \vec{M_o} \tag{22}$$

Cependant, d'après C. Kittel et C.L. Hogan, le champ effectif interne $\vec{H_i}$ de la formule (7) est différent de H_o lorsque N_x et N_y ne sont pas négligeables et il est donné par la formule :

$$H_i = \frac{\omega}{\gamma_o} = \left\{ [H_o + (N_x - N_z) M_o]\, [H_o + (N_y - N_z) M_o] \right\}^{\frac{1}{2}} \tag{23}$$

Cette formule suppose que le vecteur polarisation $\vec{h}$ est dans le plan perpendiculaire à OZ. Dans ce cas, on peut définir $\vec{H_i}$ pour des formes géométriques simples :

Pour une plaque parallélépipédique mince perpendiculaire à OZ :

$$H_i = H_o - 4\pi M_o \tag{24}$$

Pour la même plaque dont un côté est parallèle à OZ :

$$H_i = \sqrt{H_o\,(H_o - 4\pi M_o)} \tag{25}$$

Pour une sphère :

$$H_i = H_o \tag{26}$$

Pour un cylindre dont l'axe est perpendiculaire à OZ :

$$H_i = \sqrt{H_o\,(H_o + 2\pi M_o)} \tag{27}$$

Pour un cylindre dont l'axe est parallèle à OZ :

$$H_i = H_o + 2\pi M_o \tag{28}$$

7. «Largeur» ΔH de la courbe de résonance μ''_+ d'un ferrite idéal

Pour les emplois pratiques, ce paramètre offre un intérêt de premier ordre. On définit ΔH comme étant égal à la différence des champs pour lesquels $\mu''_+ = 1/2\,\mu''_+$ (max), ω restant constant.

Si l'on admet la validité des expressions (8) de N. Bloembergen (13) on a :

$$\Delta H = \frac{2}{\gamma \tau} \tag{29}$$

ou, en tenant compte de la relation : $\lambda \dfrac{|H_z|}{|M_z|} = \dfrac{1}{\tau}$

$$\Delta H = \frac{2 H_z \lambda}{\gamma M_z} \tag{30}$$

D'après A.D.Berk (14), le terme A de la formule 20 conduit pour une pièce en ferrite telle que celle du § 6, à adopter la relation :

$$\Delta H = \left[1 + \frac{M_o^2 \gamma^2 (N_z - N_y)^2}{4\omega^2} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{2}{\gamma \tau} \tag{31}$$

L'expérience confirmerait ces résultats (14).

8. Influence de la structure granulaire des ferrites réels

Divers auteurs ont étudié la structure granulaire des matériaux magnétiques. On citera l'article de P. Prache (15), dans lequel l'auteur expose une étude théorique très détaillée de ces structures.

On désignera ici par le terme «structure granulaire», l'ensemble des «grains» comprenant les cristallites individuels, les zones d'hétérogénéités, les inclusions non magnétiques comme les pores, certaines impuretés, etc...

Diverses études ont conduit à considérer un matériau ferrite polycristallin comme étant plus ou moins hétérogène à l'échelle

microscopique. Même en supposant que le taux d'impuretés et de pores est nul, les hétérogénéités peuvent exister à la surface de séparation des grains, soit sous la forme de couches ayant une composition différente de celle de la masse, soit tout au moins sous la forme de zones de distorsion du réseau cristallin (ou de dislocation), reliant deux cristallites contigus distincts dont les axes cristallographiques ont des orientations différentes.

Un tel modèle a déjà été considéré par divers auteurs comme Moltgen (16) pour justifier les variations de ϵ' et ϵ'' des ferrites en fonction de la fréquence. Dans ces conditions, en admettant l'exactitude de cette conception, on doit s'attendre à l'existence éventuelle de facteurs de désaimantation internes variables d'un point à un autre du matériau.

En considérant alors la formule (23) du point de vue général, et en l'appliquant localement à tous les cristallites, il est facile de voir que la largeur de courbe de résonance ΔH dépendra de ladite structure granulaire.

Il semblerait que ΔH serait d'autant plus faible que le ferrite contiendrait moins de pores et autres inclusions non magnétiques et que la contribution des couches inter-grains et des zones de dislocation est plus faible.

Deux autres conclusions pourraient être tirées : l'aléa dans les essais de prévision du comportement diélectrique des ferrites en U.H.F., à partir des mesures aux basses fréquences, et l'impossibilité de prévoir, dans ces conditions, les propriétés diélectriques aux forts champs U.H.F.

9. Influence des « énergies internes »

L'état énergétique d'un matériau et la structure des domaines ont été décrits dans plusieurs ouvrages (4, 5, 13, 15, etc...). On rappellera que les deux principaux termes dont on tiendra compte sont : l'anisotropie magnéto-cristalline définie, en général, par les deux premiers termes caractérisés par les « constantes » K_1 et K_2 et l'énergie de magnétostriction caractérisés par les termes λ_1 et λ_2 (B_1 et B_2 de N. Bloembergen, 13). Dans un matériau magnétique, l'état stable est obtenu lorsque l'énergie totale est minimum. Un calcul formel pourrait être effectué, mais pour qu'il soit valable, il faudrait tenir compte de la structure granulaire dont les paramètres ne sont pas facile à déterminer.

On pourrait adopter un point de vue plus physique en considérant l'ensemble des moments des domaines :

$$\mathcal{E}\,(\vec{M_i}) \tag{32}$$

L'ensemble des trièdres définissant les axes cristallographiques des cristaux élémentaires cubiques :

$$\mathcal{E}\,(\vec{e_{1i}}\ \vec{e_{2i}}\ \vec{e_{3i}}) \tag{33}$$

et l'ensemble des tensions mécaniques internes $\vec{\sigma_i}$ rapportées aux dits axes et supposées connues pour une configuration (32) données :

$$\mathcal{E}\,(\vec{\sigma_i}) \tag{34}$$

On considérera également l'ensemble des facteurs démagnétisants internes dus aux défauts locaux rapportés à chacun des domaines :

$$\mathcal{E}\,(\vec{Hdj}) \tag{35}$$

Quel que soit l'état magnétique, l'ensemble des axes de coordonnées (33) est constant. Par conséquent, les moments $\vec{M_i}$ et les tensions σ_i peuvent être rapportées à ces axes, eux-mêmes étant rapportés à un système d'axe unique et arbitraire $OXYZ$.

En se rapportant à l'expression générale de l'énergie interne, (par exemple (9), (13, p. 1261), on voit que pour tout champ extérieur, l'énergie minimum correspondra à des états (32), (34), (35) différents.

Dans n'importe lequel de ces états, et abstraction faite de tout champ extérieur, un moment $\vec{M_i}$ sera soumis à une contrainte due à l'ensemble de ces termes et aura une énergie propre $\mathcal{W}_i$. Cette contrainte peut être exprimée par un champ $\vec{H_i}$ équivalent, en écrivant la relation :

$$\mathcal{W}_i = -\vec{M_i} \cdot \vec{H_i} \tag{36}$$

D'après une remarque précédente, $\mathcal{W}_i$ sera fonction du champ extérieur H_e. En détaillant la contribution de tous les termes, on trouve, lorsque $H_e = 0$

$$\vec{H_i} = \vec{H_{Ki}} + \vec{H_{\lambda i}} + \vec{H_{di}} \tag{37}$$

Si l'on tient compte du champ extérieur $\vec{H_e}$ et de la valeur locale du facteur de désaimantation N_{Di} on a :

$$\vec{H_{i(total)}} = \vec{H_i} + \vec{H_e} - \vec{H_{Di}} \tag{38}$$

Si l'on suppose que les mouvements de précession des moments $\vec{M_i}$ sont d'amplitude suffisamment faible pour ne pas perturber la configuration envisagée, l'équation du mouvement du moment $\vec{M_i}$ sera donc :

$$\frac{d\vec{M_i}}{dt} = \gamma\,\vec{M_i} \wedge (\vec{H_{i\ total}}) + H_i \tag{39}$$

A_i étant le terme amortissement propre au domaine monocristallin V_i. Etant donné que $|\vec{M_i}|$ est constant et qu'il est très probable que $H_i \ll H_{moi}$, on voit que les composants du tenseur μ^*_i seront variables suivant les valeurs de $\vec{H_i}$ (total) en fonction de H_e et en fonction de la *température*, et que la fréquence de Larmor correspondant à $\vec{M_i}$, ω_{oi} *pourrait varier d'un domaine à un autre.*

On remarquera également que $\vec{M_i}$ n'est pas forcément parallèle à $\vec{H_i}$ et, par conséquent, le tension μ^*_i aura une forme plus générale que (10) :

$$|\mu|^*_i = \begin{vmatrix} \mu^*_{i11} & \mu^*_{i12} & \mu^*_{i13} \\ \mu^*_{i21} & \mu^*_{i22} & \mu^*_{i23} \\ \mu^*_{i31} & \mu^*_{i32} & \mu^*_{i33} \end{vmatrix} \tag{40}$$

Le tenseur μ^* sera égal, dans le cas général, à la résultante des tenseurs $|\mu|^*_i$:

$$|\mu|^* = \Sigma_i\ |\mu|^*_i = \begin{vmatrix} \Sigma_i\,\mu^*_{i11} & \Sigma_i\,\mu^*_{i12} & \Sigma_i\,\mu^*_{i13} \\ \Sigma_i\,\mu^*_{i21} & \Sigma_i\,\mu^*_{i22} & \Sigma_i\,\mu^*_{i23} \\ \Sigma_i\,\mu^*_{i31} & \Sigma_i\,\mu^*_{i32} & \Sigma_i\,\mu^*_{i33} \end{vmatrix} \tag{41}$$

Lorsque $H_e = 0$, et pour un milieu infini ou pour une sphère de volume $V \gg \max$, (V_i), on a par raison de symétrie :

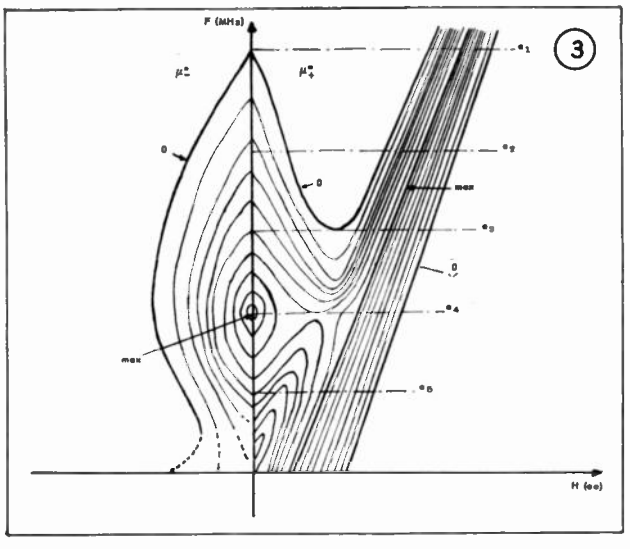
$$\Sigma\,\mu^*_{inm} = \Sigma\,\mu^*_{imn} \quad \text{et} \quad \Sigma\,\mu^*_{inn} = \Sigma\,\mu^*_{imm} \tag{42}$$

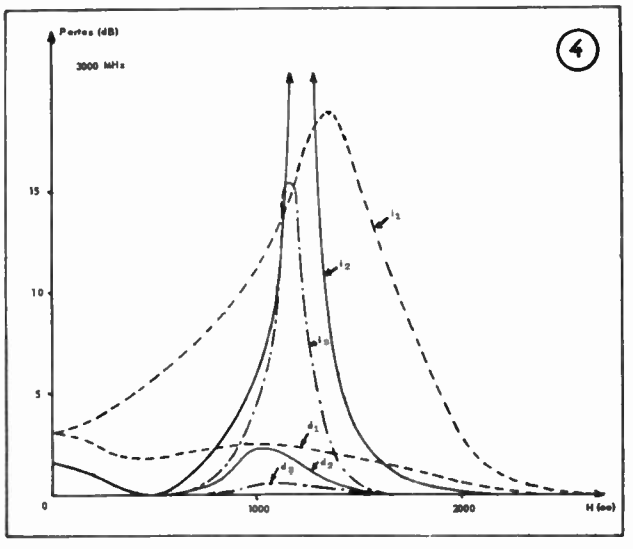
Les mesures de Rado (9, 10) reviennent à poser :

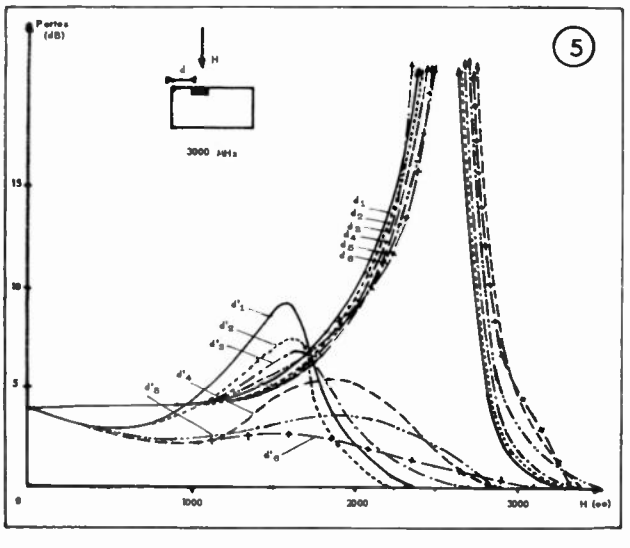
$$|\mu^*|_{H=0} = \mu^* = \Sigma_i\,\mu_{inn} \tag{43}$$

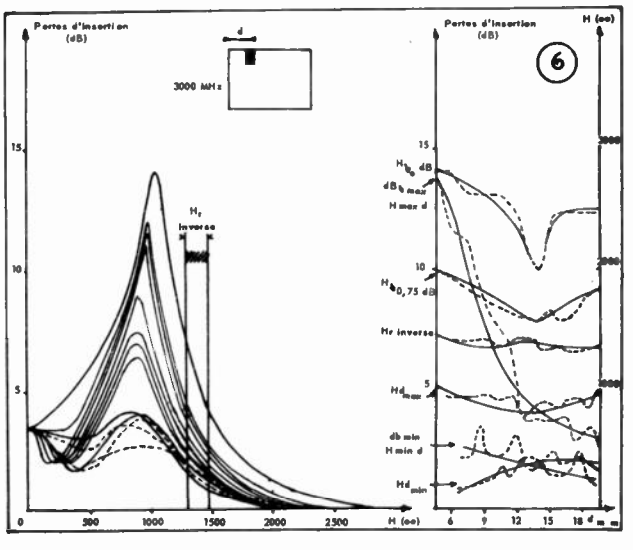
Lorsqu'un champ extérieur H_e est appliqué dans la direction OZ; par raison de symétrie, on retrouve le tenseur (10).

Il semble qu'une analyse quantitative soulèverait de grosses difficultés même en ne tenant pas compte des facteurs négligés ici, comme les champs internes de désaimantation U.H.F.,









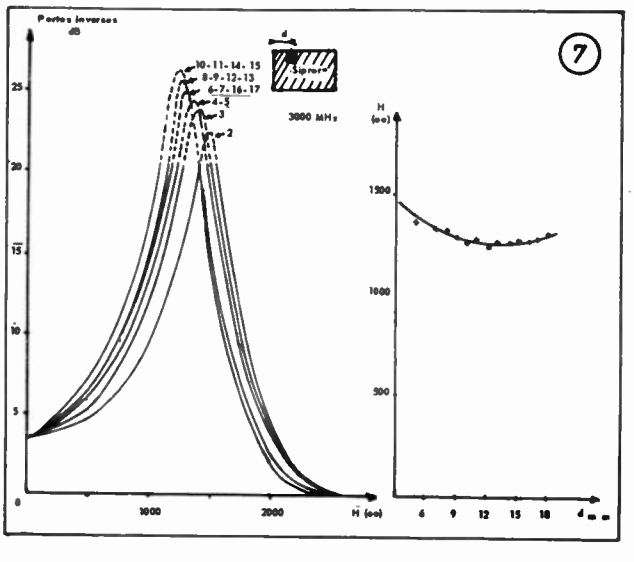


Figure 3. - Projection de la surface de la figure 2 sur le plan (F, H).

Figure 4. - Courbes de résonance à 3000 MHz en fonction du champ H des trois matériaux différents.

Figure 5. - Pièce sur plat.

Figure 6. - Pièce sur tranche (pertes directes).

Figure 7. - Pièce sur trance (pertes inverses).

considérés à l'échelle des grains, l'influence des parois de Bloch, etc...

Cependant, les considérations ci-dessus pourraient servir pour établir quelques conclusions :

a - les formules ci-dessus montrent qu'il peut y avoir une résonance ferromagnétique même en l'absence de tout champ extérieur, ce qui est en accord avec les mesures de G.T. Rado (9, 10).

Les valeurs et les directions des vecteurs $\vec{H_i}$ pourraient être très variées vis-à-vis de $\vec{M_i}$. Il semble naturel que la zone de résonance pour $H_a = 0$ soit très dispersée en fréquence.

b - Si l'on reprend l'expression (37) et en désignant N_i le facteur de désaimantation local et par M_o la valeur du moment de saturation spécifique, on a :

$$\vec{H_i} = \vec{H_{Ki}} + \vec{H_{\lambda i}} + N_i \vec{M_o} \qquad (44)$$

D'après G.T. Rado (9, 10), le terme H_{Ki} serait prépondérant. D'après d'autres auteurs, c'est N_i (XYZ) $\overline{M_o}$ qui serait responsable de la résonance naturelle. Le terme H_{Ki} est souvent exprimé par :

$$H_{Ki} = 2\frac{|K_1|}{|M_o|} \qquad (45)$$

où K_1 est la constante d'anisotropie de premier ordre et M_o le moment de saturation; et le terme H_{Di} peut être maximum pour des valeurs N_i convenables.

En fait, il semble probable que tous les termes contribuent à la valeur du champ $\vec{H_i}$ et sont la cause de la résonance «naturelle» (dite «au champ nul»), l'importance de la contribution de chacun d'eux étant variable d'un point à un autre du matériau, et variant suivant la composition chimique et la structure granulaire, (porosité, etc...) des matériaux.

Pour des matériaux du type MgO, MnO, Fe_2O_3, G.T. Rado trouve que les valeurs de la constante d'anisotropie K_1 et de M_o conduisent, d'après les relations (45) et (8) à des valeurs convenables de ω_{res}.

Or, pour ces compositions, des valeurs de $4\pi M_o$ de l'ordre de 2 500 uem CCS sont courantes. Dans ces conditions, un champ H_{Di} de valeur maximum 2 300 Oe donne comme fréquence limite :

$$\max F_{r\ MHz} = 2,\ 8.4\,\pi M_o = 7\,000\ \text{MHz} \qquad (46)$$

Cependant, comme N_i (XYZ) peut prendre diverses valeurs suivant la forme des pores, la direction du moment M_i, etc... on doit pouvoir s'attendre là aussi à un large spectre de résonances naturelles.

Une étude de la dispersion dans cette zone de fréquences, en fonction de la porosité, des valeurs de K et de M_o, etc... pourrait peut être contribuer à déterminer l'influence de ces divers facteurs.

c - La répercussion de la «résonance naturelle» sur les pertes «aux champs faibles» dépendra de la courbe $4\pi|J| = f(H)$ et il semble qu'elle se ferait d'autant plus sentir dans le plan (F, H), (Fig. 2), que le ferrite «se sature» plus difficilement.

d - La «largeur» ΔH de la courbe de résonance μ_+'' calculée dans le chapitre 7 est théorique, (et d'après (13) ω_{res} et ΔH dans un monocristal, variant suivant la position de celui-ci. Dans un produit polycristallin, la «courbe de résonance» sera la résultante des «courbes de résonances» individuelles des divers cristallites V_i. Or, l'équation (39) et la suite montrent que $\omega_{res\,i}$, ΔH_i et max μ''_{+i} seraient variables d'un cristallite à un autre, de telle sorte qu'il semble difficile de déterminer par le calcul la forme exacte de la courbe μ_+'' ce qui semble être confirmé par N. Bloembergen (13) qui trouve qu'elle a une allure intermédiaire entre la forme «gaussienne» et «lorenzienne».

De même μ_+' dépendra de tous ces paramètres. Il semble que ΔH sera d'autant plus faible que la valeur maximum de (H_i) sera plus faible, ce qui est le cas dans un monocristal ou, s'il s'agit d'un produit polycristallin, cela implique que $\frac{K}{M_o}$, M_o, λ, σ_i et N_i sont faibles.

D'où, pour réduire ΔH, on recherche des matériaux de faible anisotropie, aussi homogènes et aussi denses que possible. Il en est de même pour les problèmes de la diminution des pertes aux champs faibles.

Pour illustrer quelques peu ces conclusions, la figure 4 donne les courbes de résonance de trois matériaux relevées à 3 000 MHz dans un guide rectangulaire (type français λ 7). Les échantillons avaient la même forme, (5 × 10 × 80 mm) et ils étaient disposés au même endroit du guide (au voisinage de l'endroit où est la «polarisation circulaire» dans le guide sans ferrite).

Les propriétés magnétiques de ces ferrites sont données dans le tableau ci-après :

N° Matériau	$4\pi M_o$	θ_o °C	ϵ 10 MHz	B_r Gauss	H_c Oerst.	ρ MΩ × cm
1	2 700	290	13	1 400	2,8	300
2	1 400	180	12	1 000	1,3	800
3	900	120	11	500	0,9	1 200

On voit l'évolution des pertes aux champs faibles et la variation des valeurs relatives de ΔH et de max (μ_+'').

e - On a proposé d'annuler K_1 des ferrites en réalisant des mélanges de ferrites dont les constantes d'anisotropie ont des signes opposés à la température ambiante. Cependant, il ne semble pas que des matériaux *ferrites* pratiques aient déjà été exploités à la suite de ces essais.

f - Peut-on affirmer qu'on relève les termes du tenseur «intrinsèque», lorsqu'on effectue des mesures sur des échantillons de petites dimensions, (sphères, barreaux, disques), même en effectuant les corrections pour tenir compte des facteurs de désaimantation macroscopiques, etc...?

D'après la discussion ci-dessus, il ne paraîtrait pas exclu que ces mesures aient toujours un caractère plus ou moins «relatif», pour autant que les valeurs mesurées dépendent de la forme, des dimensions et de la position des échantillons, surtout lorsqu'ils sont petits.

En effet, il ne paraît pas facile de tenir rigoureusement compte par le calcul des facteurs de désaimantation macroscopiques locaux, (tels qu'agissant sur chaque cristallite V_i), de la répartition des tensions internes, des hétérogénéités, etc...

Il semble que de telles difficultés ont été rencontrées par divers auteurs, par exemple : Spencer et Al. (18).

D'autre part, les figures 5, 6 et 7, montrent la difficulté soulevée par des «mesures relatives». Les courbes de ces figures ont été relevées à 3 000 MHz sur une pièce en ferrite dont les dimensions étaient 5 × 10 × 120 mm, disposée dans un guide rectangulaire.

Les abcisses représentent le champ appliqué à cette pièce et les ordonnées représentent l'atténuation en décibels.

Les diverses courbes ont été relevées pour diverses positions de la pièce en ferrite dans le guide d'ondes : la pièce «à plat» contre la paroi du guide, dans le cas de la figure 5, et dressée «sur champ» dans le cas des figures 6 et 7.

Ces courbes sont suggestives pour l'utilisateur, mais l'étude de et l'interprétation sont moins immédiates pour l'étude du matériau.

9. Aperçu de cas d'emplois réels

En se reportant principalement à la figure 1, on peut supposer le classement suivant pour les emplois publiés dans la littérature.

TABLEAU 2

Groupe général		Exemples		Zone utilisée	Caractères requis		
N°	Désignation	N°	Désignation		ΔH	$\mu''_{+\,max}$	μ'_+
1	Résonance (non réciproque)	1	Isolateurs	H_2 à H_3	max.	max.	-
		2	Atténuateurs		min.	max.	-
		3	Amplificateurs		min.	max.	-
		4	Modulateurs à absorption		?	max.	-
2	Déphasage ou Biréfringence (non réciproque)	1	Effet Faraday	H_1 à H_2	min.	-	max.
		2	Déphaseurs		min.	-	max.
		3	Duplexeurs	$H > H_3$	min.	-	max.
		4	Coupleurs		min.	-	max.
		5	Isolateurs à déplacement de champ		min.	-	max.
		6	Aériens à		min.	-	max.
		7	Modulateurs		min.	-	max.
3	$\mu'_+ = 0$	1	Isolateurs	H-M ($\mu'_+ = 0$)	min.	max.	max.
		2	Coupleurs		min.	max.	max.
4	Résonance réciproque μ' ($h \perp H_0$)	1	Atténuateurs	Pertes aux champs faibles et $\vec{h} \perp H_0$			
		2	Accord de cavités				

Note -

On n'a pas porté dans le tableau 2 les caractéristiques désirables pour tous les cas :

$\mu''_\pm (H = 0)$	minimum (sauf pour 4 - 1)
ϵ''	minimum
ΔH_1	minimum
μ''_-	minimum
$\frac{dB}{dT}$	minimum (donc en général θ_c °C max)

Ces exemples montrent que de nombreuses applications des ferrites ont été envisagées. Quelques-unes ont conduit à des réalisations pratiques comme par exemple les isolateurs.

Il semble qu'il est malaisé de prévoir les possibilités d'autres applications par exemple celles aux puissances U.H.F. élevées. En effet, des facteurs tels que les coefficients de température, les valeurs maxima des champs statiques réalisables à l'aide d'aimants, la tenue des performances en fonction de la puissance, etc..., constitueront des limites que les études permettront de déterminer.

Bibliographie

[1] R.L. Harvey, I.J. Heggi, M.W. Leverenz - Ferromagnetic spinels for radio frequences. R.G.A. Rev., Sept. 1950.

[2] E.W. Gorter - Saturation magnetization and crystal chemistry of ferrimagnetic oxydes. Phil.Res.Rep. Août 1954, p. 295-320 - Oct. 1954, p. 321-365 et Déc. 1954, p. 403-443.

[3] T.E. Bradburn, C.R. Rigby - The electrical conductivity of spinels. Trans.Brit.Ceram.Soc. vol.52 N 8, 1953.

[4] A. Vassiliev - Les ferrites. Annales de Radioélectricité T. XII N° 47, Janv. 1957 et T. XII N° 50, Oct. 1957.

[5] A.M. Bozorth - Ferromagnetism. D. Van Nostrand Co.Inc. New-York, 1951.

[6] D. Polder - On the theory of ferromagnetic resonance. Phil.Mag. 1949, 40, p. 99 et Physica 1949, 15, p. 253.

[7] P.J.B. Clarricoats - The I.E.E. Convention on ferrites 29-10, to 2-11, 1956.

[8] G.T. Rado - Theory of the microwave permeability tensor and Faraday effect in non satured ferromagnetic materials. Phys.Rev. 1953, 89, p. 529 et U.R.S.I. Michigan Symposium Ann.Arb. Juin 1955.

[9] G.T. Rado et Al. - Ferromagnetism at very high frequences. Phys. Rev. 1950, 80, p. 279 et Oct. 1952, 88, p. 909.

[10] G.T. Rado - Magnetic spectre of ferrites. Rev. of mod. Phys. 1953, 89, p. 529.

[11] I.G. Mac Bean - The measurement of complex permittivity and couplex tensor permeability of ferrite materials at microwave frequences. The I.E.E. Conv. on Ferrite 29-10 to 2-11-1956.

[12] R.A. Waldron - Theory of the measurement of the elements of the permeability tensor of a ferrite by means of a resonant cavity. The I.E.E. Conv. on Ferrite 29-10 to 2-11-56.

[13] N. Bloembergen - Magnetic resonance in ferrites. P.I.R.E. Oct. 1956, Ferrite issue p. 1259.

[14] A.D. Berk - The dependance of the ferromagnetic resonance line width on the shape of the specimen. Conv.on ferrites, The I.E.E. 29-10 to 2-11-1956.

[15] P.M. Prache - Structures granulaires ferromagnetiques. Câbles et Transmissions N 1, Janv.1957 et N 2 Avril 1957.

[16] G. Moltgen - Dielektrische Untersuchungen an Ferriten. Z. Angew. Phys.

[17] P.E. Tarmenwald, M.H. Seavey - Anisotropy of colbalt substituted Mn ferrite single crystales. P.I.R.E. Ferrite Issue, Oct. 1956, p. 1 343.

[18] E.G. Spencer et Al. - Ferrite Issue, Oct. 1956, p. 1 311.

ÉLÉMENTS DE CIRCUITS HYPERFRÉQUENCE NON RÉCIPROQUES UTILISANT DES FERRITES

NON-RECIPROCAL MICROWAVE COMPONENTS USING FERRITES

R. DESSERT
L.E.P. Paris (France)

I - Introduction

La technique des hyperfréquences s'est enrichie au cours de ces dernières années d'un certain nombre de circuits qui ont trouvé tout de suite une grande quantité d'applications intéressantes. Les principes de ces appareils ont déjà été analysés dans de nombreuses publications; aussi nous nous efforcerons, dans cet exposé, de donner quelques résultats obtenus dans notre laboratoire. Nous avons expérimenté en particulier des éléments non réciproques sur guides d'ondes, dans la bande de fréquences 8000-12 000 MHz, qui répondent à la définition de l'isolateur donnée par divers auteurs, notamment Fox, Miller et Weiss.

Nous donnerons également quelques résultats obtenus dans la bande S à 4000 MHz, avec un isolateur à résonance gyromagnétique.

Rappelons qu'un isolateur idéal est un quadripôle qui laisse intégralement passer l'énergie pour un sens de propagation, alors qu'il la dissipe totalement pour un sens de propagation inverse.

Rappelons également que les ferrites sont des matériaux à structure granulaire obtenus par frittage. Leur grande résistivité, supérieure à $10^6\ \Omega$.cm, les rend transparents aux ondes électromagnétiques, mais leur constante diélectrique élevée (10 à 25) entraîne des difficultés d'adaptation dans les guides d'ondes.

Nous allons examiner successivement les résultats obtenus sur les trois types d'isolateurs classiques :

a) Isolateur à rotation Faraday,
b) Isolateur à résonance gyromagnétique,
c) Isolateur à déplacement de champ.

II - Isolateur à rotation Faraday

II. 1. Effet Faraday

Rappelons que l'effet Faraday est la rotation du plan de polarisation, dans un milieu anisotrope, d'une vibration lumineuse rectiligne soumise à un champ magnétique continu parallèle à la direction de propagation. Il a été montré expérimentalement que l'effet Faraday se manifeste également lorsque des ondes radioélectriques traversent certains ferrites aimantés par un champ continu suivant la direction de propagation.

On peut donner une explication simplifiée de ce phénomène en décomposant l'onde électro-magnétique à polarisation rectiligne en deux composantes polarisées circulairement en sens inverse; elles se propagent dans le milieu ferrite avec des vitesses de phase et des affaiblissements différents. A la sortie du milieu, la recombinaison des deux composantes circulaires inverses d'inégale amplitude donne un champ polarisé elliptiquement dont le grand axe a tourné par rapport à la direction de l'onde rectiligne à l'entrée; on démontre qu'après un trajet l dans le milieu, l'angle de rotation ainsi obtenu est :

$$\theta = \frac{1}{2}(\beta_- - \beta_+)\, l$$

où β_- et β_+ sont les constantes de propagation des composantes circulaires de sens inverse et l la longueur du bâtonnet de ferrite.

Le sens de rotation n'est lié qu'au sens du champ magnétique H_0, et non au sens de propagation de l'onde électro-magnétique, c'est-à-dire que deux ondes rectilignes se propageant en sens inverse subissent des rotations de polarisation de même sens absolu autour du champ H_0. Ceci constitue la non-réciprocité qui est mise en œuvre dans l'isolateur à effet Faraday.

II. 2. Isolateur à effet Faraday

La première réalisation de cet appareil a été décrite par Hogan en 1952, les propriétés théoriques avaient été étudiées par Tellegen en 1948.

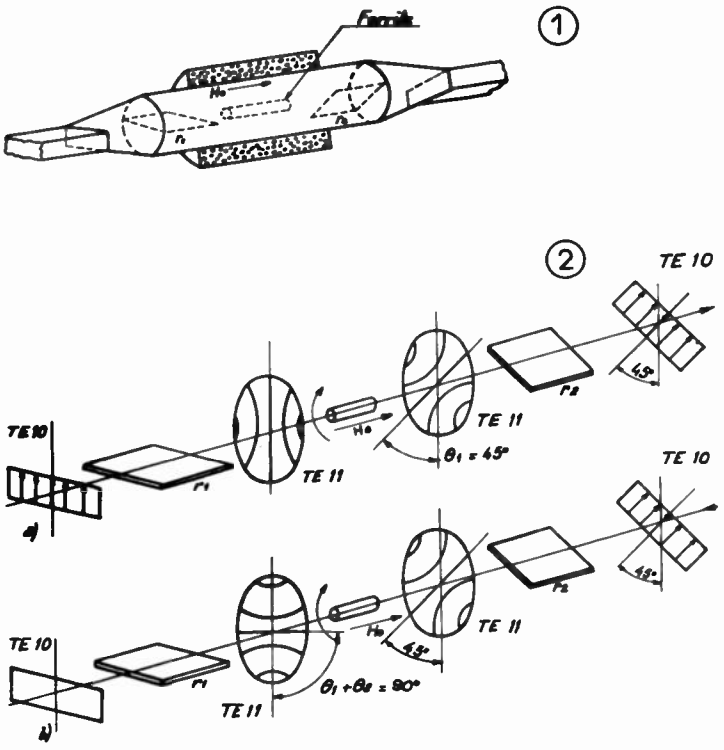
Rappelons qu'une onde plane rectiligne se propage intégralement ou ne peut se propager dans un guide rectangulaire, de dimensions convenables rapportées à la longueur d'onde, suivant que son champ électrique est parallèle ou normal aux petits côtés du guide (en mode principal); la différence angulaire entre ces deux plans de polarisation est 90°. Les isolateurs à rotation Faraday utilisent, en général, ces propriétés du guide rectangulaire associées à la rotation produite par un bâtonnet de ferrite contenu dans un guide circulaire.

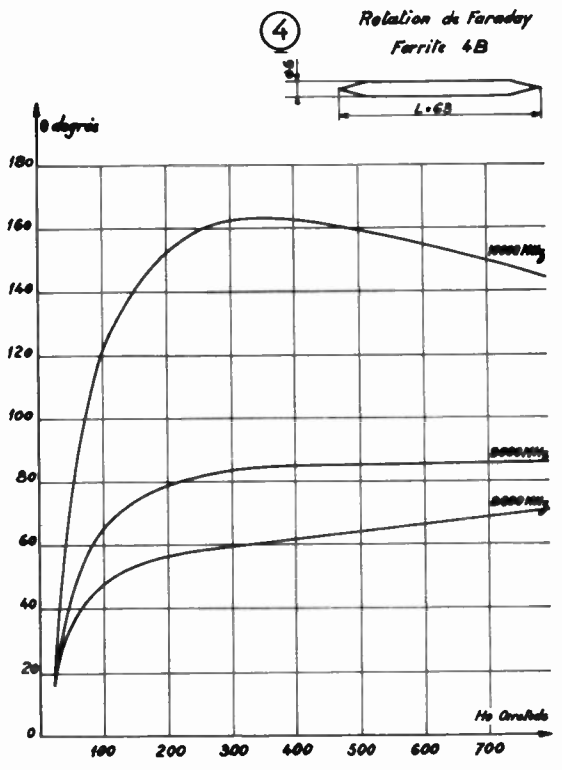
La figure 1 représente le schéma de l'isolateur. Il comporte essentiellement un élément de guide d'ondes circulaire entre deux transitions de guide rectangulaire à guide circulaire. Une tige de ferrite, placée dans l'axe du guide, est soumise à un champ magnétique continu longitudinal H_0 qui peut être produit par une bobine. Les lames absorbantes r_1 et r_2 éliminent les composantes indésirables. Cette combinaison semble la plus simple. Elle comporte un décalage de 45° entre les plans des deux guides rectangulaires; le ferrite introduit lui-même une rotation de l'ordre de 45°.

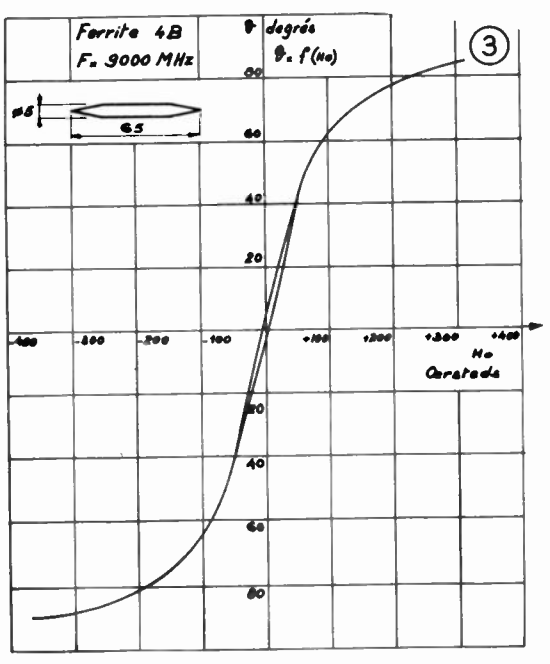
On voit (figure 2) que, pour le sens de propagation de la figure 2a, l'onde TE_{10} du guide d'entrée est transformée en onde TE_{11} par la transition et n'est pas affectée par la lame r_1. Elle subit à la traversée du milieu ferrite, une rotation de 45°. La lame r_2, la transition et le guide rectangulaire qui suivent sont eux aussi orientés à 45°; et l'onde, à nouveau de mode TE_{10}, se propage librement vers la sortie du circuit.

Dans le sens de propagation inverse, figure 2b, l'onde TE_{10} est également transformée en onde TE_{11} et subit, à la traversée du milieu ferrite, une rotation de 45° dans le même sens absolu autour de H_0. Elle ne peut se propager dans le guide rectangulaire qui suit, car son champ électrique est normal aux petits côtés de ce guide. La lame résistive r_1 élimine cette onde, évitant ainsi qu'elle se réfléchisse sur l'entrée du circuit.

Ainsi que nous l'avons vu dans le paragraphe II.1, les deux composantes circulaires en lesquelles la vibration incidente peut être décomposée, se propagent dans le milieu ferrite avec des affaiblissements différents. Il en résulte que l'onde de sortie n'est pas parfaitement rectiligne mais elliptique, c'est-à-dire décomposable en deux vibrations perpendiculaires d'amplitude très inégale. Dans le sens de propagation de la figure 2a, la composante de faible amplitude, qui ne peut se propager dans le guide rectangulaire, est éliminée par r_2. Dans le sens inverse, c'est la composante principale, qui ne peut se propager dans le guide rectangulaire, qui est absorbée par r_1; la composante de faible amplitude passe dans le guide rectangulaire. Il est clair que ces deux composantes de faible amplitude limitent les performances de l'isolateur. Nous en verrons d'ailleurs les effets sur les caractéristiques dans le paragraphe II.3.







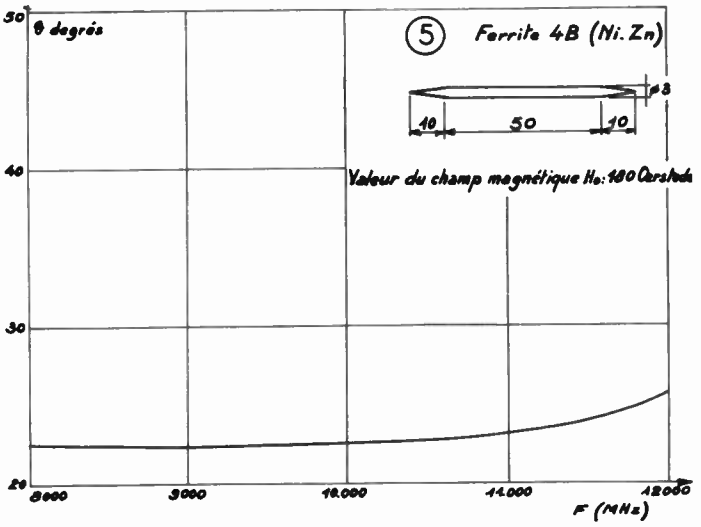


Figure 1. - Isolateur à effet Faraday.

Figure 2. - Rotation de l'onde dans un isolateur à effet Faraday. a) Dans le sens de propagation pour lequel l'affaiblissement est faible. b) Dans le sens de propagation pour lequel l'affaiblissement est élevé.

Figure 3. - Rotation du plan de polarisation de l'onde en fonction du champ magnétique (F = 9000 MHz).

Figure 4. - Rotation du plan de polarisation à 8000, 9000 et 10 000 MHz.

Figure 5. - Rotation du plan de polarisation en fonction de la fréquence pour une tige de ferrite de faible diamètre.

II.3. Réalisation et caractéristiques de l'isolateur.

L'angle de rotation θ est proportionnel à l'aimantation continue du bâtonnet de ferrite; la courbe de rotation, en fonction du champ, est donc similaire à la courbe de saturation du matériau, du moins lorsque la résonance gyromagnétique est encore suffisamment éloignée. Il y a intérêt à utiliser des ferrites à intensité d'aimantation élevée, tels que le ferrite 4B - ferrite de Ni et de Zn - de manière à obtenir les rotations nécessaires pour des longueurs raisonnables des bâtonnets de ferrite. La figure 3 montre l'allure de la courbe $\theta = f(H_0)$ pour un ferrite de ce type et la figure 4 montre les courbes tracées à différentes fréquences (pour ces dernières, le champ magnétique n'a été appliqué que dans un seul sens); les paliers correspondent à la saturation magnétique du ferrite. Dans les applications aux isolateurs, il est préférable de travailler dans cette partie des courbes où θ est peu sensible aux variations de H_0 et où les pertes magnétiques sont faibles, le matériau étant saturé.

On voit sur la figure 4 que les paliers correspondant aux différentes fréquences sont relativement éloignés les uns des autres, alors que la théorie prévoit une rotation indépendante de la fréquence. Ceci est dû à une concentration d'énergie différente dans la tige de ferrite suivant la longueur d'onde. Cet effet est beaucoup moins marqué pour les faibles diamètres, ainsi qu'on le voit sur la figure 5. On peut constater que la variation de l'angle de rotation entre 8000 MHz et 12 000 MHz pour une tige de ferrite 4B de diamètre 3 mm et de longueur 70 mm s'écarte peu de 22,5°; deux de ces éléments permettent d'obtenir la rotation de 45° nécessaire dans un isolateur, comme il a été vu précédemment. On voit donc que pour un isolateur à large bande on est conduit à des longueurs assez grandes.

La figure 6 montre les caractéristiques obtenues pour un isolateur de ce type. Entre 8000 et 12 000 MHz, l'atténuation inverse est supérieure à 20 dB; dans le sens direct, elle est inférieure à 1,8 dB. Le TOS est inférieur à 1,17 dans le sens direct et inférieur à 1,07 dans le sens inverse pour la même largeur de bande.

L'examen de cette figure montre que les performances sont moins bonnes vers les fréquences les plus basses (10 000 à 8000 MHz). Cette diminution des performances vers les basses fréquences est due à une plus grande ellipticité de l'onde ayant traversé le milieu ferrite (paragraphe II.2).

Dans le sens direct, l'augmentation de l'atténuation est due à la composante indésirable à la sortie du milieu ferrite; la lame absorbante r_2 élimine cette composante car elle est orientée parallèlement aux lignes de force de son champ électrique. Il en résulte, à la sortie du circuit, une perte d'énergie et par conséquent une augmentation de l'atténuation directe.

Dans le sens inverse, le champ électrique de la composante indésirable est perpendiculaire à la lame absorbante r_1, elle n'est donc pas absorbée et peut se propager vers l'entrée du circuit puisque son champ électrique est parallèle aux petites faces du guide rectangulaire. Elle tend donc à limiter l'atténuation inverse.

III - Isolateur à résonance gyromagnétique

III.1. Résonance gyromagnétique

Plusieurs auteurs ont donné une description générale de la théorie de la résonance gyromagnétique, notamment Polder en 1949, Beljers en 1950 et Roberts en 1951.

Rappelons pour mémoire que dans un corps ferromagnétique soumis à un champ magnétique H_0, les moments magnétiques d'un certain nombre d'électrons tournants s'alignent avec le champ magnétique; si un champ h perpendiculaire à H_0 et de faible amplitude lui est appliqué; l'axe de rotation des électrons s'écarte de la position d'équilibre précédente en amorçant un mouvement circulaire dit «mouvement de précession» autour de H_0 avec une vitesse angulaire proportionnelle à H_0. Ce mouvement de précession est rapidement amorti (constante de temps de l'ordre de 10^{-8} seconde).

Mais si h est un champ alternatif de même fréquence que celle du mouvement de précession, on conçoit qu'un phénomène de résonance, dite «résonance gyromagnétique», puisse s'établir et on démontre que la vitesse angulaire de ce mouvement de précession est :

$$\omega_0 = \gamma H_{eff}$$

d'où l'on déduit la fréquence de précession :

$$f_0 = \frac{\gamma}{2\pi} H_{eff}$$

où γ est le rapport gyromagnétique
et H_{eff} le champ statique interne.

Le sens du mouvement de précession ne dépend que du sens du champ magnétique H_0 (précession dans le sens des aiguilles d'une montre lorsqu'on regarde suivant la direction de H_0). Si h est un champ à polarisation circulaire, on conçoit que la résonance gyromagnétique ne pourra être excitée que si ce champ a le sens convenable. L'entretien de l'amplitude du mouvement de précession se fait naturellement au détriment de l'énergie du champ magnétique h. A la résonance le matériau est donc le siège de fortes pertes magnétiques.

Ce phénomène est utilisé en hyperfréquences où le champ h est celui d'une onde électromagnétique. Notons qu'il ne peut être mis en évidence et utilisé que s'il peut y avoir couplage étroit entre l'onde électro-magnétique qui porte le champ h et les électrons tournants, c'est-à-dire si le corps est transparent aux ondes électro-magnétiques. Les ferrites correspondent bien à ces conditions (résistivité $> 10^6\ \Omega$.cm).

III.2. Principe de l'isolateur

On sait que dans un guide d'ondes rectangulaire dans lequel circule une onde électro-magnétique du type TE_{10}, le champ magnétique est polarisé rectilignement en tous points du plan vertical médian et des plans verticaux contenant les petits côtés du guide. En tout autre point, le vecteur d'intensité magnétique est polarisé elliptiquement. Or une vibration elliptique peut être considérée comme la superposition de deux vibrations circulaires d'amplitude inégale et de sens inverse. Donc si une pièce de ferrite est placée dans le guide d'ondes et soumise à un champ magnétique transversal convenable H_0, il y aura en général possibilité d'excitation de la résonance gyromagnétique pour les deux sens de propagation.

Mais il existe deux plans verticaux pour tous les points desquels une des deux composantes est nulle, c'est-à-dire pour lesquels le vecteur magnétique a une polarisation purement circulaire. On démontre que ces plans verticaux sont ceux pour lesquels les composantes H_y et H_z du champ magnétique ont des amplitudes égales et qu'ils sont définis par l'équation :

$$\left[tg\left(\frac{\pi y}{a}\right)\right] = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1}}$$

où a est le grand côté du guide.

L'emplacement de ces plans est visible sur la figure 7.

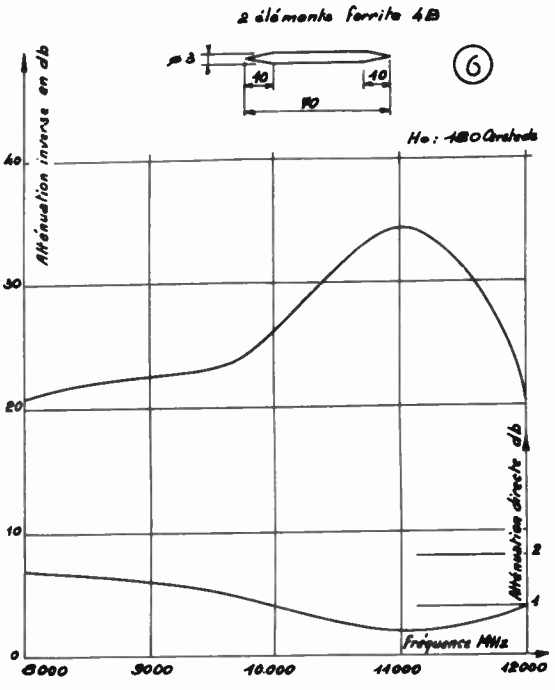
Si l'on place, suivant l'un de ces plans, une plaque de ferrite très mince soumise à un champ magnétique H_0 ajusté à une valeur convenable, l'onde électro-magnétique excitera la résonance gyromagnétique du matériau et sera absorbée pour un sens de propagation, elle circulera librement pour l'autre sens.

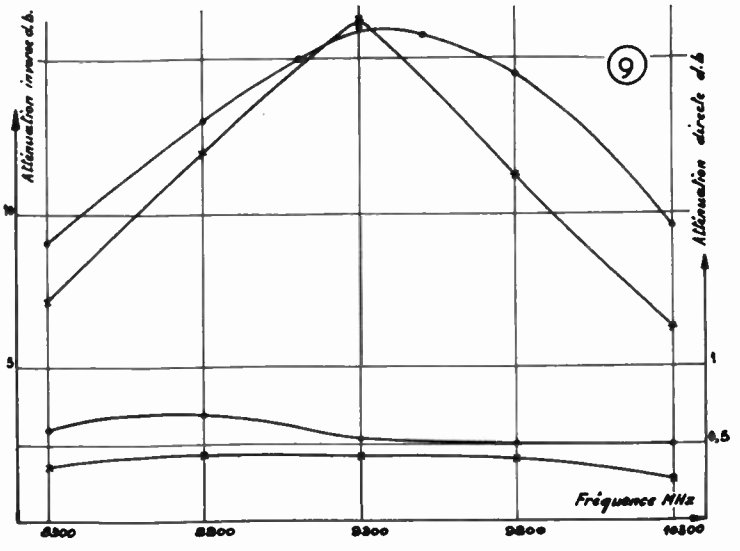
Si la plaque de ferrite est placée dans l'autre plan, symétriquement, le phénomène est inversé. De même, si l'on inverse le sens du champ magnétique.

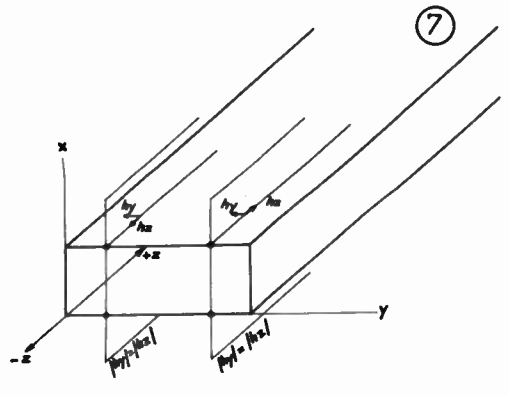
La présence de la plaque de ferrite de forte constante diélectrique provoque une distorsion des champs à l'intérieur du guide, et le plan dans lequel le vecteur magnétique a une polarisation purement circulaire n'occupe pas exactement la position théorique. Il en résulte que la réalisation de tels isolateurs est empirique.

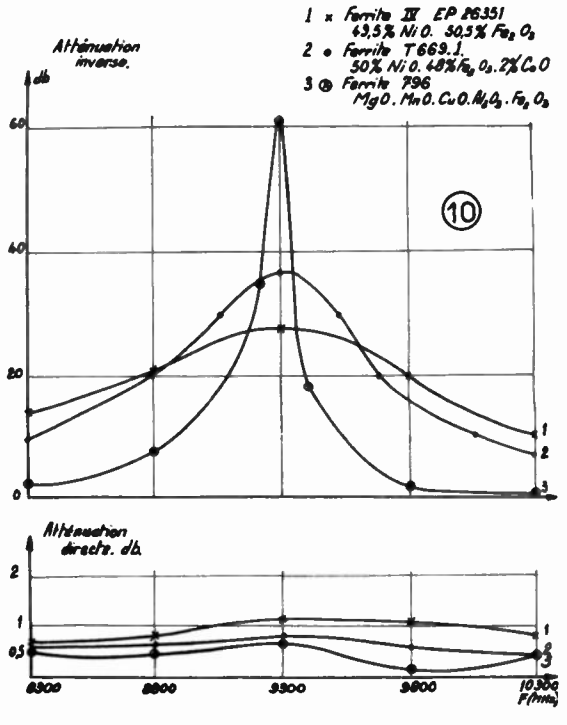
III.3. Réalisation et caractéristiques de l'isolateur à 9000 MHz

En plus des effets indiqués au paragraphe II.2, la présence de la plaque produit également une désadaptation notable de la section du guide qui la contient. Une très nette amélioration peut être apportée en accolant à la lame de ferrite une lame d'un









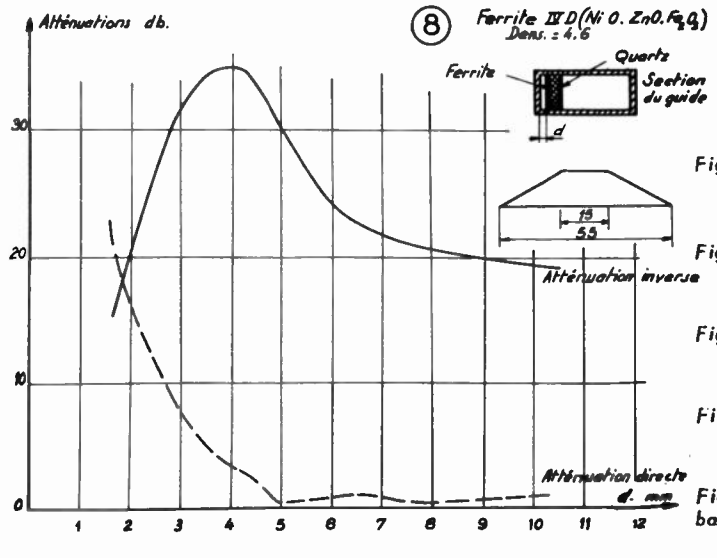


Figure 6. - Atténuation inverse et atténuation directe en fonction de la fréquence d'un isolateur à effet Faraday.

Figure 7. - Plans verticaux pour tous les points desquels le vecteur magnétique a une polarisation circulaire.

Figure 8. - Variation des atténuations inverses et directes en fonction de la position de la lame de ferrite.

Figure 9. - Effets de la densité du ferrite sur les caractéristiques d'un isolateur à résonance.

Figure 10. - Atténuations d'isolateurs à résonance. Largeurs de bande obtenues avec des matériaux de différentes compositions.

matériau de constante diélectrique intermédiaire et d'épaisseur convenable. Cette plaque semble jouer un rôle de transformateur d'impédance entre la région dépourvue de ferrite et celle qui la contient.

Le quartz permet d'obtenir des résultats satisfaisants. Pour une même lame de ferrite Ni-Zn, à 9000 MHz, on a obtenu par exemple :

- sans diélectrique : att. dir. 0,8 dB - att. inv. 16 dB
- avec diélectrique : att. dir.0,8-1 dB - att. inv. 39 dB (lame de quartz épaisseur 4 mm).

La lame de ferrite ayant une certaine épaisseur, il y a tout de même une légère excitation de résonance gyromagnétique pour une onde circulant dans la direction en principe sans affaiblissement et il en résulte une légère atténuation dans ce sens, à laquelle s'ajoute d'ailleurs l'atténuation due aux pertes magnétiques et aux pertes diélectriques dans l'élément ferrite.

Les courbes représentées figure 8 montrent les variations de l'atténuation directe et de l'atténuation inverse en fonction de la distance d (d étant la distance entre la paroi du guide et la face du ferrite en regard).

On a observé que la position pour laquelle les pertes inverses sont les plus élevées n'est pas celle pour laquelle les pertes directes sont les plus faibles. Cet effet est probablement dû à la distorsion des champs dans la section du guide qui contient le ferrite. Une atténuation inverse d'environ 20 dB est suffisante dans de nombreux cas et l'on recherche souvent l'atténuation directe la plus faible, ce qui conduit à choisir généralement pour d une valeur de 5 à 6 mm. L'atténuation directe est alors de 0,5 à 1 dB. Elle est dûe surtout aux pertes magnétiques et aux pertes diélectriques dans le ferrite.

La figure 9 montre les atténuations inverses et directes pour deux matériaux de densités différentes. Les atténuations inverses maximales des deux isolateurs ont été rendues à peu près égales en réduisant légèrement la longueur de la lame de plus grande densité. On constate que, pour la densité 4,6, les pertes directes sont plus faibles et la largeur de bande de la résonance gyromagnétique plus réduite, ce qui indique que les pertes dans le matériau agissent également d'une manière sensible sur l'acuité de la résonance gyromagnétique.

Bien que le fonctionnement repose sur un phénomène de résonance, la sélectivité n'est pas très grande pour certains matériaux. La figure 10 montre les courbes des atténuations directes et inverses en fonction de la fréquence pour un matériau NiO Fe_2O_3 à bande relativement large, pour un matériau NiO Fe_2O_3 CoO à bande plus étroite et enfin pour un matériau MgO MnO CuO Al_2O_3 Fe_2O_3 à bande très étroite.

On remarque ici aussi que les atténuations directes décroissent au fur et à mesure que la largeur de bande diminue.

Le TOS n'a pas été porté sur la figure, il est inférieur à 1,2 dans toute la bande. Le champ magnétique extérieur H_0, mesuré dans l'air, est de l'ordre de 1800 à 2500 oersteds suivant les matériaux.

Il est certain que le développement d'un isolateur donnant la courbe d'atténuation inverse 3 poserait des problèmes de stabilisation du champ magnétique.

On voit d'après cette figure que le matériau Ni-Zn donne de bons résultats, aussi bien pour l'atténuation inverse que pour l'atténuation directe. D'après ce qui a été vu précédemment, on peut choisir un matériau à faible densité pour les applications à large bande et un matériau à densité plus élevée pour les applications à bande étroite.

III.4. Caractéristiques d'un isolateur à résonance à 4000 MHz

La figure 11 donne les caractéristiques d'un isolateur à 4000 MHz. La lame de dimension 60 × 22 mm et d'épaisseur 1 mm est réalisée avec un ferrite de Ni. Elle est collée à une plaque de quartz de même dimension et d'épaisseur 8 mm et l'ensemble est fixé parallèlement au petit côté du guide, de telle façon que la lame se trouve à 9 mm environ de celui-ci.

Le champ magnétique nécessaire est de l'ordre de 1000 gauss.

On peut voir que, dans une bande de 200 MHz, l'atténuation inverse est supérieure à 37 dB et l'atténuation directe inférieure à 0,9 dB. L'appareil muni d'organes d'adaptation convenables a un TOS inférieur à 1,25 dans le sens direct et à 1,15 dans le sens inverse, ces valeurs étant respectivement de 1,1 et de 1,05 en centre de bande.

IV - Isolateur à déplacement de champ

IV.1. Principe de l'isolateur à déplacement de champ

Il est également possible de réaliser des isolateurs utilisant des ferrites aimantés par un champ transversal H_0 inférieur à la valeur de résonance. Fox, Miller et Weiss en ont décrit le fonctionnement.

On sait que, dans un guide rectangulaire, le vecteur d'intensité magnétique du mode TE_{10} est polarisé elliptiquement et peut être considéré comme la superposition de deux composantes circulaires d'amplitude inégale et de sens inverse.

Comme le montre la figure 12, maintenant bien connue, la perméabilité magnétique dans le milieu ferrite est différente pour les deux composantes circulaires; elle est inférieure à 1 pour la composante orientée dans le sens des aiguilles d'une montre suivant la direction de H_0, et supérieure à 1 pour la composante de sens inverse. Les composantes ayant des amplitudes différentes, la perméabilité moyenne présentée par le ferrite est supérieure ou inférieure à 1, suivant le sens de propagation. Du fait que l'indice de réfraction est lié à la perméabilité, il résulte un déplacement d'énergie d'un côté du guide. Il s'ensuit une déformation des champs, différente pour chaque sens de propagation.

La figure 13 montre schématiquement la configuration du champ électrique dans la section du guide qui contient la plaquette de ferrite. On voit que pour un sens de propagation le champ présente un minimum, et que pour l'autre sens il présente un maximum. En opérant un dimensionnement convenable, on peut faire coïncider ces deux points remarquables. Si on place une charge résistive en cet endroit, on obtient un isolateur non réciproque. On peut faire également coïncider cette position avec le plan d'une des faces du ferrite, ce qui permet une fixation aisée de la charge résistive.

IV.2. Réalisation de l'appareil

Nous avons réalisé dans la bande X un tel isolateur d'après les travaux déjà effectués par Seidel et Weisbaum pour la bande 5900-6500 MHz.

L'appareil comporte une plaquette de ferrite de section rectangulaire 3 × 7 et de longueur 50 mm, placée parallèlement à l'un des petits côtés du guide et aimantés transversalement par un champ H_0 d'environ 1200 oersteds.

L'élément résistif, une lame mince de bakélite graphitée de 100 Ω/ , est accolé à la plaquette de ferrite et ne cause pratiquement pas d'atténuation pour le sens de propagation direct. On a utilisé pour ce type d'isolateur, un ferrite de cuivre-nickel.

IV.3. Résultats obtenus

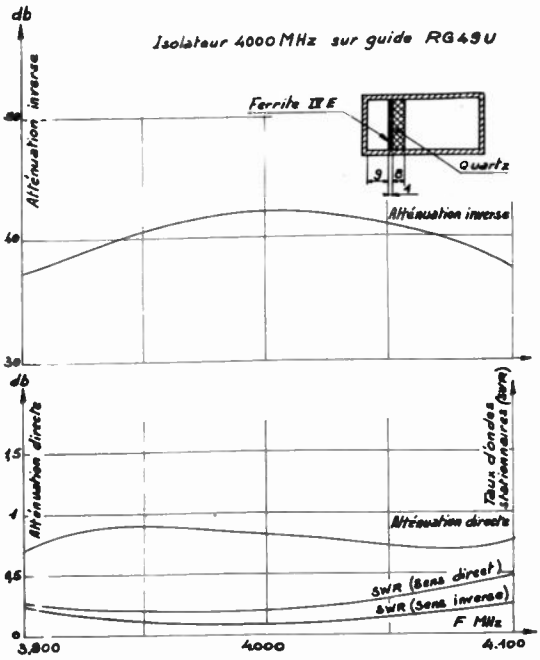
La figure 14 donne les rapports att. inv./att. dir. que nous appellerons r, en dB/dB, pour trois positions de la plaquette de ferrite définies par d, distance de la paroi de ferrite à la petite face du guide en regard. Les courbes 1 et 2 ont été limitées aux fréquences pour lesquelles l'atténuation inverse est supérieure à 20 dB et l'atténuation directe inférieure à 1 dB. On voit que la courbe 2, pour d = 1,2 mm, est plus intéressante à la fois parce que r est plus élevé et parce que la bande est plus large (1800 MHz environ).

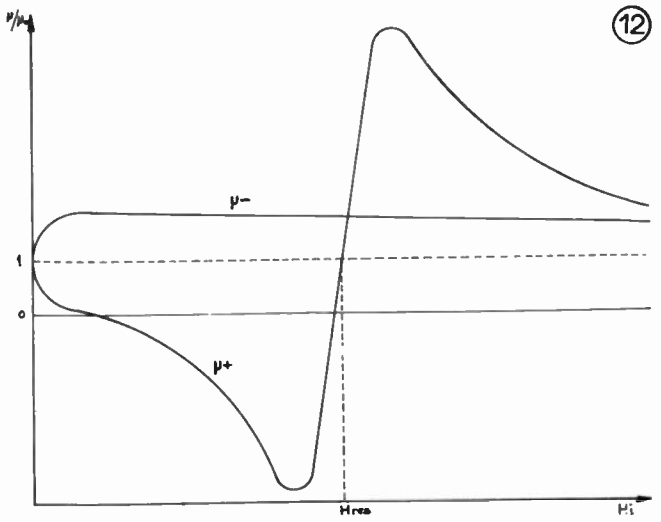
La courbe 3 a été limitée aux fréquences pour lesquelles l'atténuation inverse est supérieure à 10 dB et l'atténuation directe inférieure à 0,3 dB. Elle correspond à un emplacement de l'élément résistif dans un plan vertical où le champ n'est pas maximum pour le sens de propagation inverse, mais où il est pratiquement nul pour le sens de propagation direct, et cela dans une bande de 1500 MHz. L'atténuation directe très faible rend cet isolateur particulièrement intéressant pour les applications où une atténuation inverse de l'ordre de 10 à 20 dB est suffisante.

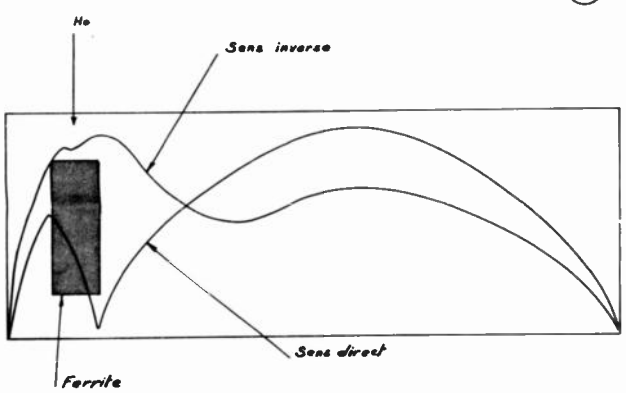
La figure 15 représente l'atténuation inverse et l'atténuation directe pour d = 1,2 mm qui correspond à la courbe 2 de la figure précédente. On voit que l'atténuation directe est < 1 dB et l'atténuation inverse > 20 dB, pour une bande de fréquence de 8600-10 400 MHz.

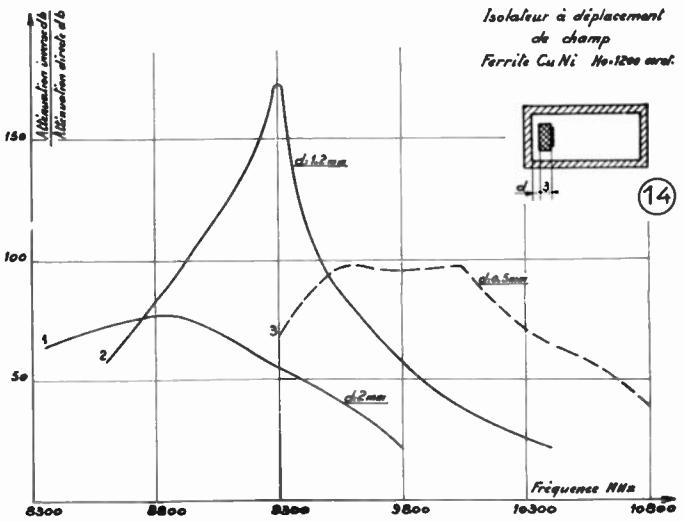
Pour 0,5 dB maximum en direct et 20 dB minimum en inverse, la bande est encore de 1100 MHz.

WRH









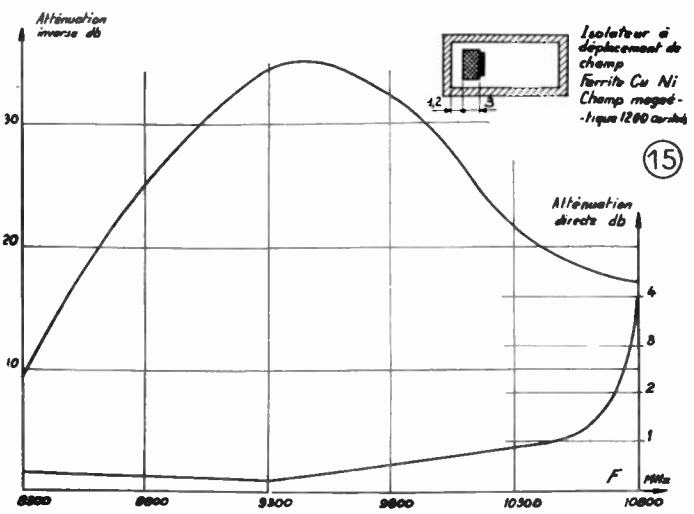


Figure 11. - Atténuations et taux d'ondes stationnaires d'un isolateur à résonance à 4000 MHz.

Figure 12. - Perméabilités magnétiques pour les deux composantes circulaires de sens inverse.

Figure 13. - Configuration schématique du champ électrique dans la section du guide pour les deux sens de propagation.

Figure 14. - Rapport att.inverse/att.directe d'un isolateur à déplacement de champ pour trois positions de la plaquette de ferrite.

Figure 15. - Atténuation directe et atténuation inverse d'un isolateur à déplacement de champ.

Enfin, à fréquence fixe (9300 MHz), on voit qu'il est possible d'obtenir respectivement 0,2 dB et 34 dB.

La valeur du champ H_0 = 1200 oersteds correspond à l'atténuation directe minimum; l'atténuation inverse maximum serait obtenue pour un champ un peu plus faible. La valeur du champ n'est d'ailleurs pas critique.

Le TOS dans le sens inverse est inférieur à 1,15 et dans le sens direct inférieur à 1,25.

V - Conclusion

Le travail accompli sur les trois types classiques d'isolateurs à ferrite permet d'établir un tableau (ci-dessous) comparatif des possibilités de chaque appareil.

Il semble qu'actuellement l'isolateur à déplacement de champ présente un ensemble de qualités qui doit lui assurer la préférence dans un grand nombre d'applications : prix de revient réduit, champ magnétique H_0 relativement bas, atténuation directe faible, largeur de bande suffisante.

	Att. inverse dB	Att. directe dB	Gamme de fréquence MHz	TOS direct	TOS inverse	Ferrite
Isolateur à effet Faraday	> 20	< 1,8	8000 à 12 000 ΔF = 4000	< 1,17	< 1,07	4 B
Isolateur à résonance gyromagnétique	> 15	< 0,75	8600 à 9800 ΔF = 1200	< 1,25	< 1,10	4 D
	> 23	< 1,2	3900 à 4100 ΔF = 200	< 1,25	< 1,12	4 E
Isolateur à déplacement de champ	> 20	< 1	8600 à 10400 ΔF = 1800	< 1,25	< 1,15	CuNi
	> 10	< 0,3	9300 à 10800 ΔF = 1500	< 1,25	< 1,15	

Il convient cependant de noter que, d'après l'état actuel de nos travaux, seul l'isolateur à rotation Faraday est utilisable pour les applications à très large bande (8000-12 000 MHz) et que seul l'isolateur à résonance gyromagnétique est capable de supporter de fortes puissances.

Pour terminer, je tiens à remercier particulièrement Monsieur G. Andrieux pour la discussion critique du travail et pour ses conseils précieux, ainsi que Monsieur J. Vienne pour sa collaboration active et efficace, qui m'ont permis de mener à bien cette étude.

VI - Bibliographie

B.D.H. Tellegen - The gyrator. A new electric network element, Philips Research Report, avril 1948.

D. Polder - On the theory of ferromagnetic resonance, Philosophical Magazine, janvier 1949.

H.G. Beljers - Physica, pp. 75-76, janvier 1950.

F.F. Roberts - A note on the ferromagnetic Faraday effect at centimetre wavelengths, Le Journal de Physique et le Radium mars 1951.

C.L. Hogan - The ferromagnetic Faraday effect at microwave frequencies and its applications, The Bell System Technical Journal, janvier 1952.

A.G. Fox, S.E. Miller & M.T. Weiss - Behavior and applications of ferrites in the microwave region, The Bell System Technical Journal, janvier 1955.

H. Seidel & S. Weisbaum - The field displacement isolator, The Bell System Technical Journal, Juillet 1956.

ISOLATEURS COAXIAUX ET EN GUIDES D'ONDES BASÉS SUR LE PRINCIPE DE LA RÉSONANCE TRANSVERSALE DANS LES FERRITES

COAXIAL ISOLATORS AND WAVEGUIDES BASED ON THE PRINCIPAL OF TRANSVERSAL RESONANCE IN FERRITES

A. MICAELIAN
Institut Radiotechnique et Electronique de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S., Moscou (U.R.S.S.)

Introduction

Ces dernières années, les dispositifs à ferrite en hyperfréquence ont été largement employés. Un de ces dispositifs est l'isolateur à résonance qui consiste en un tronçon de guide d'ondes rectangulaire dans lequel est insérée une plaque de ferrite aimantée par un champ magnétique parallèle à la paroi étroite du guide d'ondes (Fig.1). Dans le système examiné, on utilise la différence des coefficients d'affaiblissement des ondes directe et inverse dans le domaine de résonance ferromagnétique; cette étude constitue une étape nécessaire pour une élaboration de systèmes concrets d'isolateurs. Les résultats de cette étude sont présentés dans le chapitre I.

Il est connu [1], que l'utilisation d'une plaque diélectrique supplémentaire permet d'améliorer considérablement les paramètres d'un isolateur (principalement le rapport entre les affaiblissements des ondes directe et inverse). De plus, une plaque diélectrique permet d'augmenter considérablement la bande passante des dispositifs examinés. Le lecteur trouvera ces questions exposées dans le chapitre II. Le dernier chapitre traite de l'étude des phénomènes non réciproques dans une ligne coaxiale et décrit des isolateurs coaxiaux.

CHAPITRE I

PHENOMENES DE RESONANCE DANS UN GUIDE D'ONDES RECTANGULAIRE CONTENANT UNE PLAQUE DE FERRITE AIMANTEE TRANSVERSALEMENT

1. Théorie approximative d'un isolateur à résonance

Une solution stricte du problème de la propagation des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire contenant une plaque de ferrite aimantée transversalement (Fig.1) mène à l'équation transcendante suivante pour la constante de propagation [1] :

$$\gamma_y \frac{K}{\mu}(tg K_{0x} t_3 - tg K_{0x} t_2)\, tg K_{1x} t_1 + K_{1x}(tg K_{0x} t_2 + tg K_{0x} t_3)$$

$$+ K_{0x}\, tg K_{1x} t_1 \left[\frac{\mu_1}{\mu_o} - \frac{\mu_o}{\mu_1 K_{0x}}\left(\frac{K^2}{\mu^2}\gamma_y^2 + K_{1x}^2\right) tg K_{0x} t_2 tg K_{0x} t_3\right] = 0 \qquad (1)$$

où

$$\mu_1 = \frac{\mu^2 - K^2}{\mu}\ ;\quad K_{1x}^2 = \omega\epsilon\mu_1 - \gamma_y^2\ ;\quad K_{0x}^2 = \omega^2\epsilon_o\mu_o - \gamma_y^2$$

les autres désignations indiquées sur la figure 1.

La résolution de cette équation dans le domaine de résonance transversale ferromagnétique se heurte à des difficultés considérables. Pour des plaques très minces de ferrite, il est cependant possible de trouver une solution par une méthode d'approximations successives en développant la constante de propagation γ_y en série suivant le paramètre t_1, supposé infiniment petit :

$$\gamma_y \pm (t_1) = \gamma_{y(o)} + \frac{\partial \gamma_y}{\partial t_1} t_1 + \ldots\ldots \qquad (2)$$

où

$$\gamma_{y(o)} = \gamma_{yo}$$

est la constante de propagation de l'onde dans un guide d'onde vide.

$$\gamma_y \pm (t_1)$$

est la constante de propagation de l'onde dans un guide d'onde contenant une plaque mince aimantée de ferrite.

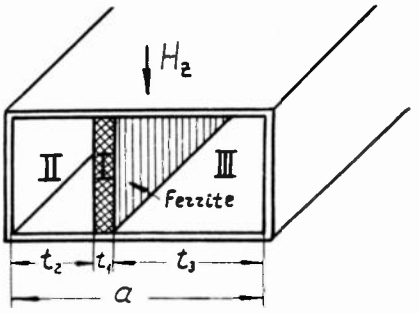


Figure 1

En déterminant $\frac{\partial \gamma_y}{\partial t_1}$ à l'aide de l'expression (1), en tenant compte des relations :

$$K = K' - iK'', \qquad \mu = \mu' - i\mu'',$$

$$\epsilon = \epsilon' - i\epsilon'', \qquad \gamma_y = \gamma_y' - i\gamma_y'',$$

et en séparant les pertes diélectriques des pertes magnétiques, on obtient :

$$\gamma_y'' \pm magn. = 23{,}7\left[\frac{\mu_1''}{\mu_o}\cdot\frac{\cos^2\frac{\pi t_2}{a}}{\sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_o}\right)^2 - 1}} + \sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_o}\right)^2 - 1}\cdot\frac{\mu_o\mu''}{\mu'^2 + \mu''^2}\right.$$

$$\left. \cdot \sin\frac{\pi t_2}{a} \pm \left(\frac{K}{\mu}\right)'' \cdot \sin\frac{2\pi t_2}{a}\right]\frac{t_1}{a^2}\left(\frac{dB}{cm}\right) \qquad (3)$$

$$\gamma_y'' \text{ diélec.} = \frac{54{,}6}{\lambda_0 \sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \cdot \frac{\epsilon''}{\epsilon} \cdot \sin^2 \frac{\pi t_2}{a} \cdot \frac{t}{a} \left(\frac{dB}{cm}\right) \quad (4)$$

Les formules obtenues permettent d'étudier la variation des constantes d'atténuation des ondes directe et inverse en fonction de nombreux facteurs (disposition de la plaque de ferrite dans le guide d'ondes, paramètres de la plaque, etc...) et par cela même de choisir des conditions permettant de réaliser un effet maximum de l'isolateur.

La figure 2 présente des courbes indiquant la dépendance des coefficients d'affaiblissement d'ondes inverse et directe en fonction de la position du ferrite dans le guide d'ondes avec un champ H correspondant à la valeur de la résonance.

Comme nous le voyons, il existe une position optimum du ferrite quand l'affaiblissement de l'onde inverse atteint la valeur maximum. Ceci se produit avec la relation :

$$tg \frac{\pi t_2}{a} = \frac{-(\mathcal{D}-\epsilon) + \sqrt{(\mathcal{D}-\epsilon)^2 + 4C^2}}{2C} \quad (5)$$

en posant

$$\mathcal{D} = \frac{\mu_1''}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1}}, \qquad C = \left(\frac{K}{\mu}\right)'',$$

$$\epsilon = \sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1} \cdot \frac{\mu_0 \mu''}{\mu'^2 + \mu''^2} \quad (6)$$

L'affaiblissement minimum de l'onde directe correspond à une autre position de la plaque du ferrite déterminée par la formule :

$$tg \frac{\pi t_2}{a} = \frac{(\mathcal{D}-\epsilon) + \sqrt{(\mathcal{D}-\epsilon)^2 + 4C^2}}{2C} \quad (7)$$

Pour les applications pratiques, la position optimum du ferrite est celle où le rapport des affaiblissements de l'onde inverse et directe (B) atteint la valeur maximum.

Si nous négligeons les pertes diélectriques, ce rapport, que nous appellerons facteur d'isolement, est égal à l'expression :

$$B = \frac{\mathcal{D}\cos^2 \frac{\pi t_2}{a} + \epsilon \sin^2 \frac{\pi t_2}{a} - C \sin \frac{2\pi t_2}{a}}{\mathcal{D}\cos^2 \frac{\pi t_2}{a} + \epsilon \sin^2 \frac{\pi t_2}{a} + C \sin \frac{2\pi t_2}{a}} \quad (8)$$

L'étude de cette formule montre que le facteur d'isolement B atteint sa valeur maximum avec la position du ferrite, déterminée par la formule :

$$tg \frac{\pi t_2}{a} = \sqrt{\frac{\mathcal{D}}{\epsilon}} \quad (9)$$

Dans ces conditions, les positions du ferrite dans le guide d'ondes correspondant au maximum des pertes inverses, au minimum des pertes directes et au plus grand facteur d'isolement B, en général, ne coïncident pas les uns avec les autres. Cependant, de la figure 2, il ressort que les positions correspondant au maximum du rapport B et au minimum des pertes directes coïncident pratiquement. Ceci est confirmé par le fait expérimental bien connu d'ailleurs, que pour l'obtention d'un facteur d'isolement maximum, il est nécessaire de disposer le ferrite à la position correspondant au minimum de pertes directes.

La figure 3 présente des courbes analogues de la dépendance des pertes dans le ferrite vis-à-vis de sa position dans le guide d'ondes, mais avec un champ magnétique constant, plus grand et plus faible que celui correspondant à la résonance. Le caractère des courbes reste le même. Particulièrement intéressant est le fait que les positions du ferrite correspondant au maximum des pertes inverses, au minimum des pertes directes et au maximum du facteur d'isolement B n'ont pas changé.

Les variations plus larges du champ magnétique par rapport à la valeur correspondant à la résonance ne changent presque pas les positions du ferrite sus-indiquées.

La formule (3) permet de calculer la courbe d'absorption à la résonance du ferrite en tenant compte de l'influence des parois métalliques du guide d'ondes. Les courbes calculées pour le cas du ferrite situé à la position correspondante au minimum des pertes directes et au maximum des pertes inverses montrent que, dans les limites de la précision du calcul, la résonance des ondes directes et inverses s'observe avec un même champ.

Particulièrement intéressante lors de la mise au point des systèmes d'isolateurs est la question de l'établissement de la valeur limite du facteur d'isolement B qui peut être obtenu d'un ferrite donné et de sa dépendance vis-à-vis des paramètres de ce dernier.

L'expression pour le facteur d'isolement B, en tenant compte des pertes diélectriques, peut être obtenu de (3) et (4).

En considérant que le ferrite est situé dans la position où B a une valeur maximum et en supposant que le champ magnétique

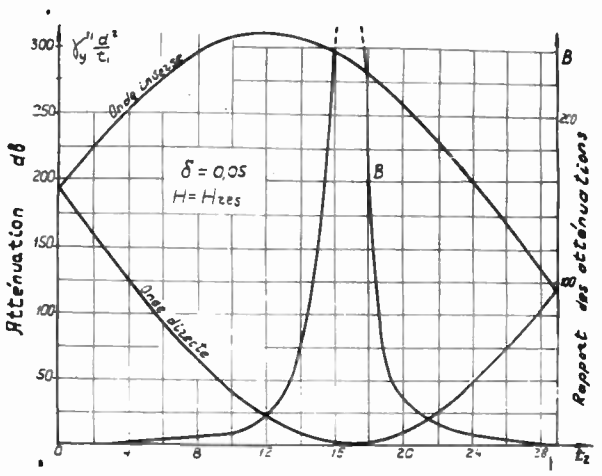


Figure 2

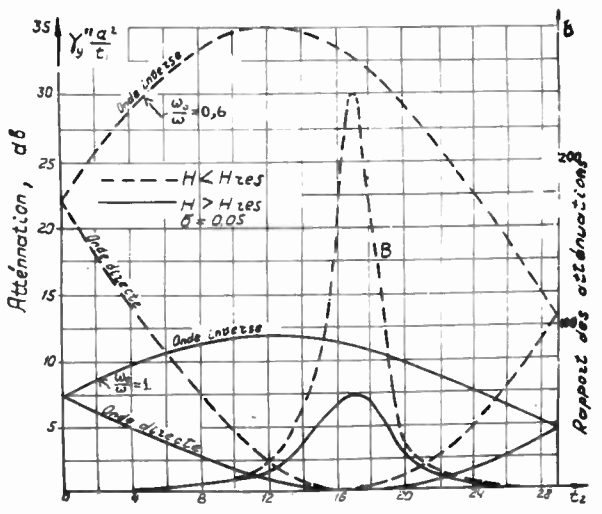


Figure 3

constant correspond à la valeur de résonance, c'est-à-dire $\mu'' = 0$, nous obtenons :

$$B_{max.} = \frac{2K'}{\sqrt{K'^2 + \mu''^2 - K''^2 - K' + \frac{2K'\mu''}{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1} \cdot \frac{\epsilon''}{\epsilon_0} \cdot \frac{a^2}{\lambda_0^2}}} \quad (10)$$

Sans pertes diélectriques dans le ferrite et avec la condition $\partial \ll 1$

$$B_{max.} \cong \frac{4}{\partial^2} \quad (11)$$

La formule (11) permet d'évaluer facilement la valeur possible maximum du facteur d'isolement pour un ferrite donné.

L'influence des pertes diélectriques est illustrée par les courbes de la figure 4 indiquant que les pertes diélectriques mènent à une diminution considérable du facteur d'isolement maximum. Par exemple, avec $\partial = 0{,}05$ et $\epsilon'' = 0$, $B_{max.} = 1600$ et, avec $\epsilon'' = 10^{-2}\epsilon_0$, $B_{max.}$ n'est plus égal qu'à 700.

Dans ces conditions, les ferrites destinés aux schémas de résonance doivent avoir de très basses pertes diélectriques.

2. Recherches expérimentales

La théorie exposée ci-dessus n'est valable que pour des plaques de ferrites très minces. Dans les dispositifs pratiques, on emploie des ferrites assez épais dont l'étude a été faite par voie expérimentale. La figure 5 montre la courbe donnant la position optimum d'une plaque de ferrite en fonction de son épaisseur. Comme nous le voyons, la position la plus avantageuse de la plaque se déplace vers la paroi du guide d'ondes lorsque son épaisseur augmente. Le facteur d'isolement correspondant à la position optimum du ferrite dans le guide d'onde augmente avec la diminution de l'épaisseur (Fig.6), tendant avec de petits t vers une limite déterminée.

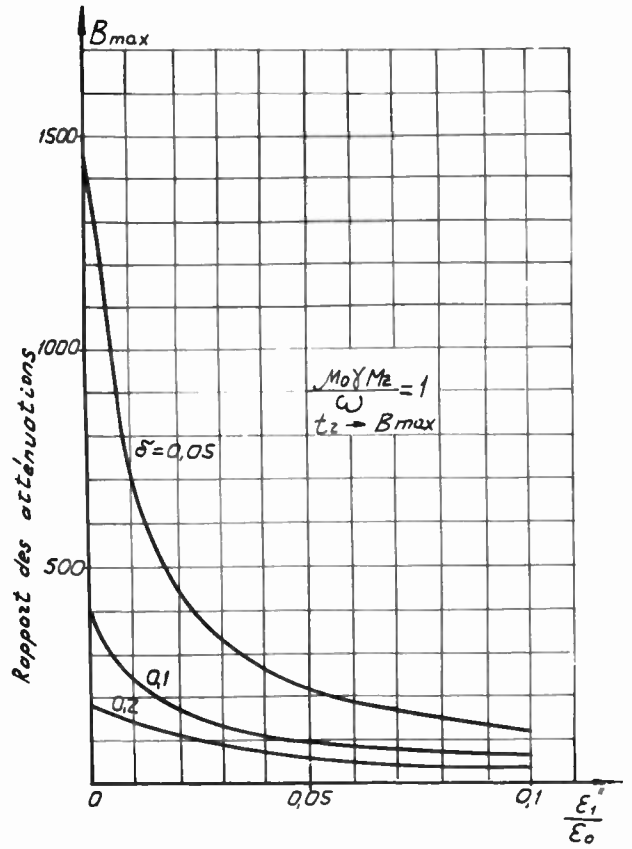


Figure 4

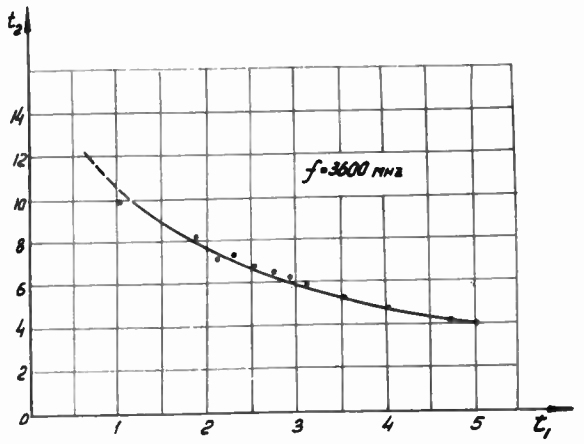


Figure 5

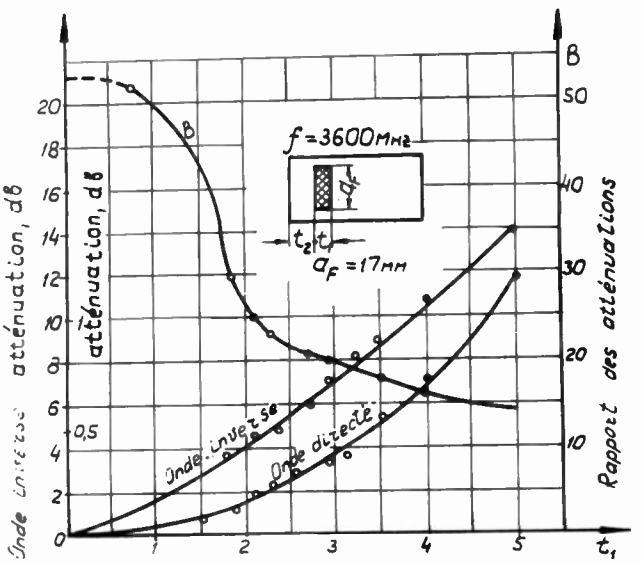


Figure 6

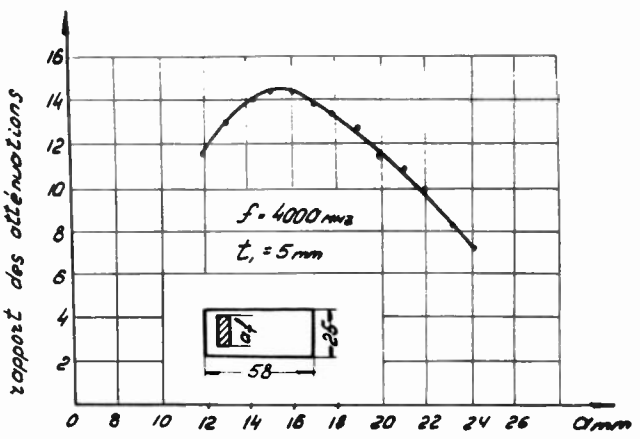


Figure 7

Ceci concorde bien avec la théorie pour une plaque mince (8) de laquelle il suit que les propriétés d'isolateur d'un système ne dépendent pas de l'épaisseur du ferrite.

Très intéressante est la circonstance que le facteur d'isolement augmente avec la diminution de la hauteur de la plaque « a_1 » seulement jusqu'à une certaine valeur ne dépendant pas de l'épaisseur du ferrite. Dans notre cas, cette hauteur optimum est de 6 mm pour une onde de 3 cm et de 16 mm pour une onde de 7,5 cm, c'est-à-dire approximativement 0,6 à 0,65 de la dimension de la paroi étroite du guide d'ondes (Fig.7).

En plus du procédé de disposition de la plaque de ferrite examiné plus haut, en pratique, on emploie les ferrites sous forme de deux plaques minces fixées directement sur les parois larges du guide d'ondes (Fig.8). Ce procédé de disposition des

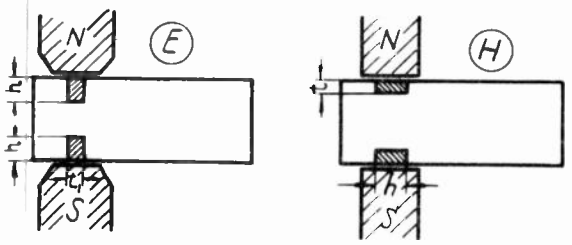


Figure 8

ferrites a certains avantages techniques sur le premier. Les plaques sont en contact direct avec la paroi du guide d'ondes et cela fait qu'elles se refroidissent mieux, c'est-à-dire qu'un tel isolateur peut supporter une grande puissance. Dans ce cas, la fixation des ferrites sur les guides d'ondes est plus simple. Conséquemment à ce qui vient d'être exposé, il y a intérêt à comparer ces systèmes du point de vue de leurs paramètres électriques. Les courbes de la figure 9 montrent la variation des

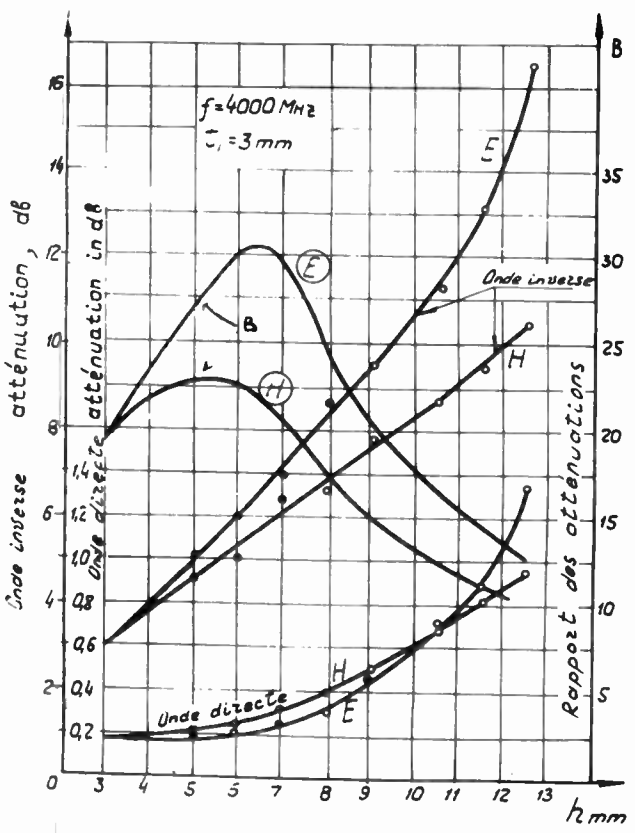


Figure 9

pertes dans les ferrites et le facteur d'isolement donné par elle en fonction de la dimension de la plaque « h ». Ces courbes sont obtenues tant pour des plaques situées dans le plan E que dans le plan H. Comme nous le voyons, dans ce cas, il existe aussi une valeur optimum de la dimension « h » de la plaque pour laquelle les propriétés d'isolateur du système se montrent les meilleures. De plus, pour les plaques disposées dans le plan E, le maximum est plus aigu que pour les plaques dans le plan H. Une comparaison des courbes présentées sur la figure 9 montre que, tant la valeur absolue des pertes inverses que le facteur d'isolement, sont plus élevés pour les plaques de ferrite situées dans le plan E.

CHAPITRE II

PHENOMENES SE PRODUISANT DANS UN GUIDE D'ONDES RECTANGULAIRE DANS LE CAS D'UNE PLAQUE A DEUX COUCHES FERRITE-DIELECTRIQUE

Dans le chapitre précédent, il a été montré que pour augmenter le facteur d'isolement, il faut employer des plaques minces de ferrite. Cependant, cela mène à une forte diminution des pertes inverses par unité de longueur du ferrite, d'où il résulte que le système devient très encombrant. En 1954, il a été montré par l'auteur (1) qu'à l'aide d'une plaque diélectrique supplémentaire située dans le guide d'ondes, à côté du ferrite, il était possible d'augmenter fortement les pertes se produisant par unité de longueur et d'améliorer les propriétés d'isolateur.* Cela est illustré par les courbes de la figure 10 d'où il suit qu'il existe une épaisseur diélectrique à laquelle le facteur

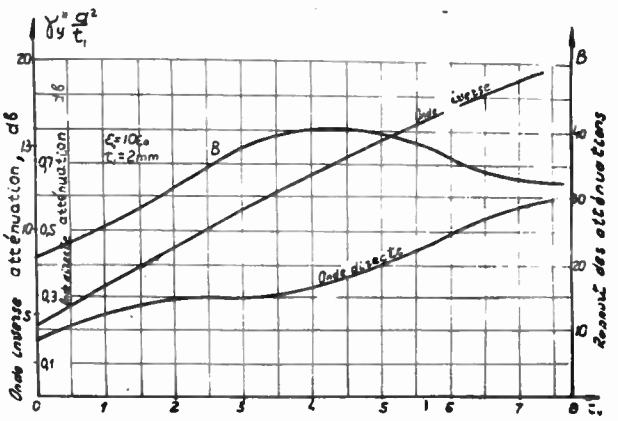


Figure 10

d'isolement atteint sa valeur maximum. Ce phénomène peut être expliqué en partant de la théorie qualitative de l'isolateur à résonance, exposée dans le travail (4), où il est indiqué que pour l'obtention de petites pertes il faut avoir dans toute la section du ferrite une structure invariable et déterminée du champ.

Cependant, dans un guide d'ondes vide, cela est possible seulement dans une section, c'est-à-dire seulement dans un ferrite extrêmement mince. L'introduction dans le guide d'ondes d'un diélectrique, comme il sera montré plus loin, permet par contre de créer, dans une plaque assez épaisse, suivant toute la section du ferrite, la structure indiquée du champ et d'obtenir une valeur élevée du facteur d'isolement. La figure 11 présente des courbes analogues, mais pour un ferrite très mince, pour lequel dans un guide d'ondes vide il est obtenu une valeur élevée du facteur d'isolement. Remarquable est le fait que dans ce cas l'introduction d'un diélectrique n'augmente pas le facteur d'isolement. Ceci confirme l'exposé fait plus haut que l'amélioration du facteur d'isolement par l'introduction d'un diélectrique est principalement responsable de la formation dans le ferrite de la structure indiquée du champ qui reste invariable suivant toute la section du ferrite. D'autres phénomènes liés à la présence d'un diélectrique sont, avec les matériaux existants, d'une importance secondaire. Par conséquent, dans les isolateurs

* Cela a été indiqué dernièrement aussi par A. Fox [2].

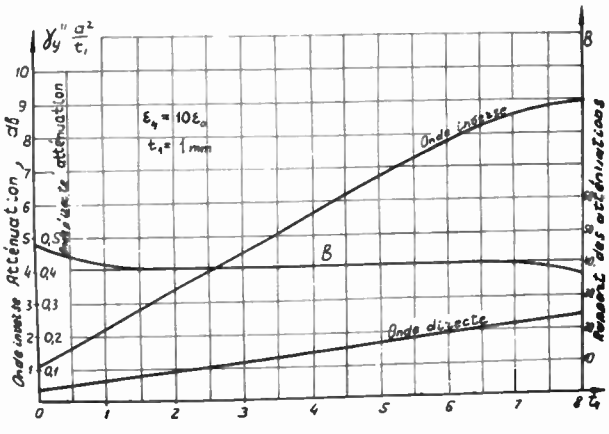


Figure 11.

avec utilisation de diélectrique, l'emploi de plaques de ferrite trop minces n'est pas rationnel.

Les phénomènes décrits plus haut ont été utilisés dans des isolateurs à résonance d'une gamme 3 cm mis au point en URSS en 1954 (1).

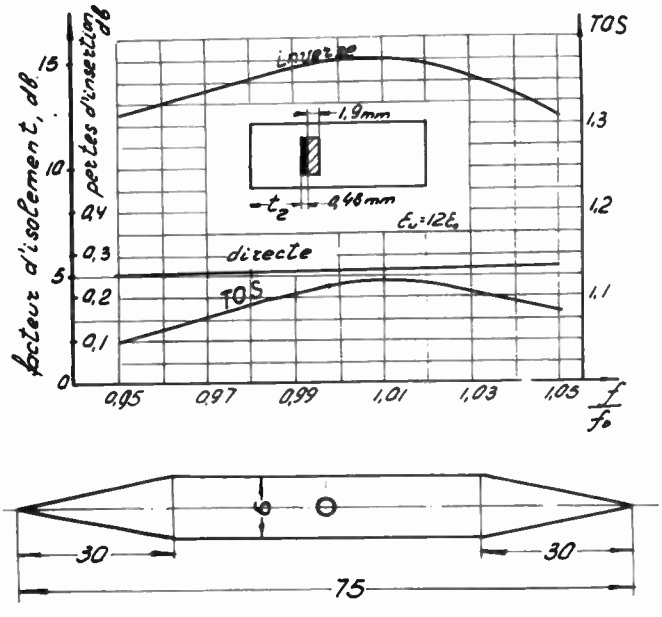


Figure 12.

La figure 12 expose les caractéristiques d'un de ces isolateurs (1) qui, dans la bande des fréquences 10 %, a un facteur d'isolement supérieur à 50. Sur la même figure, les dimensions de plaques à deux couches sont indiquées. Un autre isolateur construit dans la gamme 7,5 cm, est destiné aux faisceaux hertziens. Il était exigé de lui une adaptation parfaite dans toute la bande des fréquences, ce qui amena une certaine augmentation de ses dimensions. Ses caractéristiques sont données sur la figure 13. Dans une bande passante de 18 %, le facteur d'isolement reste supérieur à 20. Le taux d'ondes stationnaires dans toute la bande de fréquences reste inférieur à 1,03. La plaque de ferrite a une longueur de 200 mm et une hauteur de 17 mm.

Pour la mise au point de systèmes d'isolateurs de guides d'ondes employés dans une très large bande de fréquences, il est nécessaire d'assurer dans toute la bande des pertes directes constantes et petites ainsi que de grandes pertes inverses.

L'augmentation des pertes directes lorsque l'on s'écarte de la fréquence centrale est liée à une modification de la structure du champ dans le ferrite. Cette dernière circonstance est amenée par un changement de structure du champ dans le guide d'ondes provoqué d'une part par l'influence des parois métalliques et d'autre part par les variations des paramètres du ferrite en fonction de la fréquence.

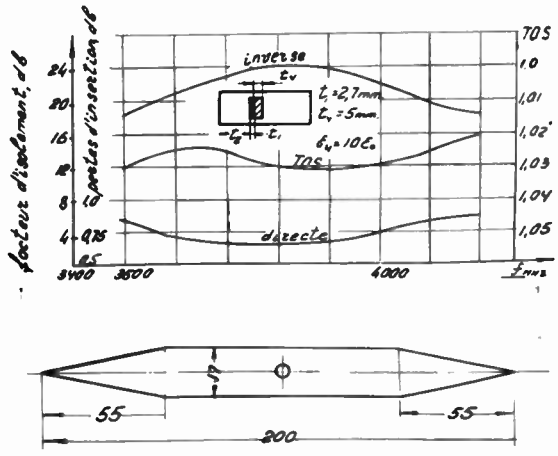


Figure 13.

Il a été montré plus haut que la position optimum du ferrite dans le guide d'ondes dépend peu de la valeur du champ magnétique extérieur H_z, c'est-à-dire que l'augmentation des pertes directes lorsque l'on s'écarte de la fréquence moyenne provoquées par un changement des paramètres du ferrite sera peu considérable. Conséquemment, pour que les pertes directes restent faibles dans une large bande de fréquences, il est nécessaire que la configuration du champ dans le guide d'ondes ne change pas avec la modification de la fréquence.

L'étude de la structure du champ dans un guide d'ondes contenant un diélectrique a montré qu'avec une épaisseur et une constante diélectrique déterminées de la plaque dans le guide d'ondes, il commence à se propager une onde avec une structure de champ caractéristique des ondes de surface ou diélectrique.

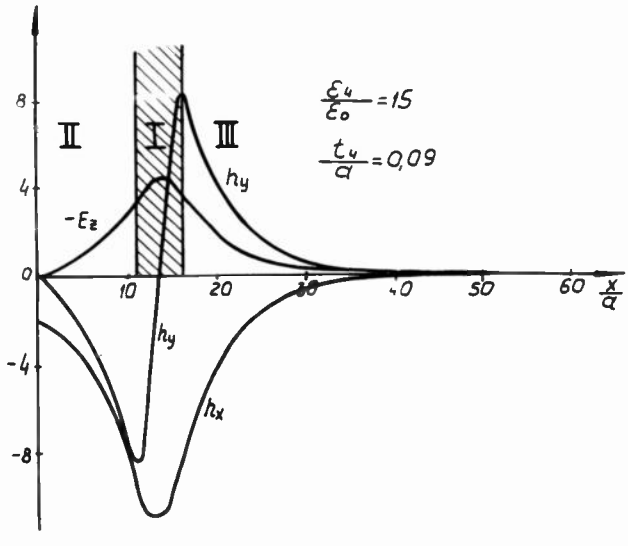


Figure 14.

Pour cette onde (Fig.14) ainsi que pour celle du guide d'ondes, il existe deux composantes du champ magnétique (h_x et h_y) et une composante du champ électrique (E_z). De plus, dans la partie vide du guide d'ondes, ces composantes suivent une loi exponentielle en fonction de la distance à la paroi. Lorsque l'on modifie la fréquence, cette loi se conserve car l'influence des parois métalliques sur la structure du champ de cette onde est très faible. De là, il devient évident que si pour une des fréquences il est obtenu une structure voulue du champ dans le ferrite, cette structure se conservera aussi pour les autres fréquences, c'est-à-dire que les pertes dans le ferrite dans la bande large des fréquences resteront petites.

Il y a intérêt à examiner la question de savoir de quel côté du diélectrique il convient de disposer le ferrite. Jusqu'à présent, on croyait que le ferrite devait être tourné vers la paroi la plus proche du guide d'ondes (1). Cependant, lors du passage aux ondes de type diélectrique, cette affirmation se trouve erronée.*

A partir de la figure 14 sur laquelle est représentée la structure du champ de l'onde indiquée, on peut voir que, dans le domaine III, les composantes magnétiques du champ h_x et h_y se modifient pratiquement suivant une seule et même loi. Dans le domaine II, h_x et h_y se modifient essentiellement suivant des lois différentes et plus le diélectrique est disposé près de la paroi, plus cette différence est grande.

D'après ce qui vient d'être exposé, il apparaît que, dans le système examiné, il est plus avantageux de disposer le ferrite du côté du diélectrique tourné vers la paroi lointaine du guide d'ondes (domaine III suivant la figure 14) car, dans ce cas, le champ aura la configuration voulue suivant toute la section du ferrite, avec une faible dépendance de la fréquence. Les résultats des recherches expérimentales sur l'influence de la position du ferrite sur les propriétés du système, sont présentés à la figure 15 où l'on peut voir qu'il existe une position du diélectrique vis-à-vis du ferrite dans le guide d'ondes, pour laquelle le facteur d'isolement est maximum. En ce cas, le ferrite est situé du côté du diélectrique qui est tourné vers la paroi lointaine du guide d'ondes. Il est facile de voir qu'avec un déplacement du diélectrique vis-à-vis du ferrite allant jusqu'au centre du guide d'ondes, les pertes directes et le facteur d'isolement ne se modifient pas sensiblement, c'est-à-dire que, dans un tel système, il est possible de disposer les ferrites des deux côtés du diélectrique, comme il est représenté sur la figure 16.

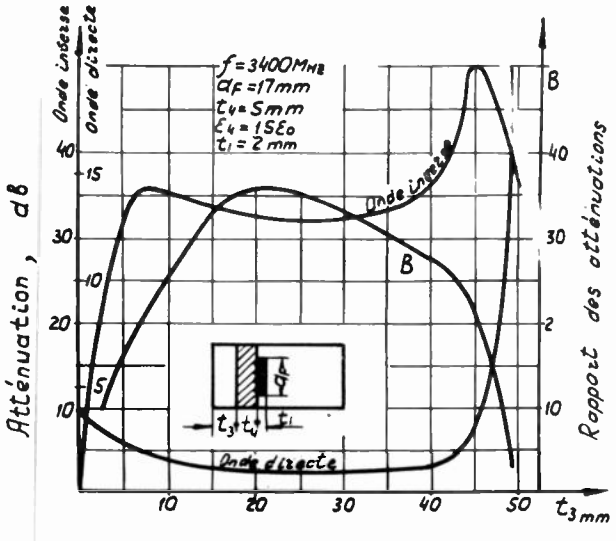


Figure 15.

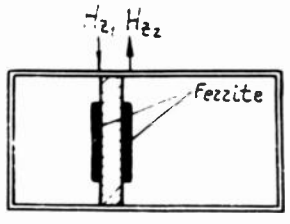


Figure 16.

Comme il a déjà été indiqué, lors de la mise au point de systèmes d'isolateurs à résonance à larges bandes, il est nécessaire d'assurer suivant toute la bande des fréquences non seulement de petites pertes directes, mais aussi de grandes pertes inverses.

La diminution de l'atténuation de l'onde inverse dans le ferrite, lorsqu'on s'écarte de la fréquence centrale, se détermine par la forme de la courbe d'absorption à la résonance du ferrite. A ce point de vue, il est avantageux d'utiliser des matériaux présentant une large courbe d'absorption.

Une autre solution du problème donné consiste dans l'emploi de quelques ferrites travaillant sur différentes fréquences, suivant le principe des circuits désaccordés.

Dans le système examiné, ce principe peut être commodément réalisé par l'installation de deux ferrites des deux côtés du diélectrique, comme il est représenté sur la figure 16. Il est aussi possible d'utiliser des ferrites d'une forme différente, en mettant à profit le fait que la fréquence de résonance dépend de la forme de l'échantillon.

Une seconde cause amenant une diminution des pertes inverses sur les basses fréquences consiste en la diminution de la longueur électrique de la plaque de ferrite. Les recherches montrent qu'à l'aide du diélectrique, il est possible d'égaliser les pertes inverses sur la plus basse et la plus haute fréquence de la bande passante.

Des courbes de la figure 17 représentant la dépendance des pertes dans le ferrite vis-à-vis de la constante diélectrique «ε», il ressort que, pour chaque fréquence, il existe une valeur de ε pour laquelle la densité du flux d'énergie à travers le ferrite et par suite les pertes dans le ferrite sont maxima. De plus, pour les hautes fréquences, ce maximum s'observe avec de moindres

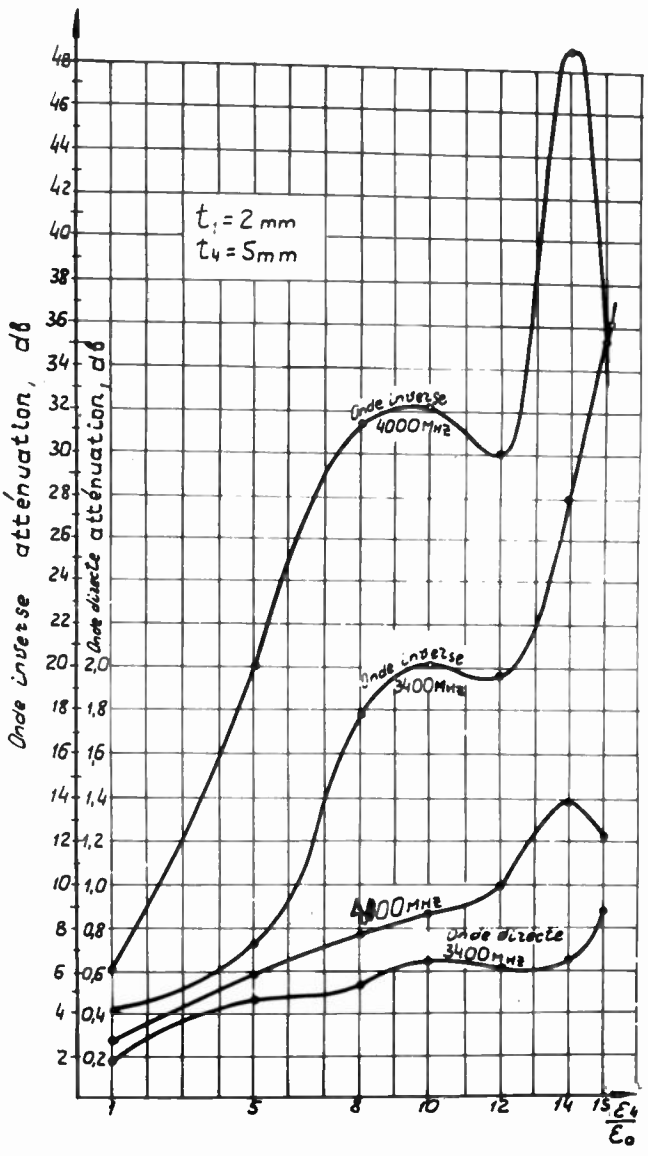


Figure 17.

* Cela a été montré par le collaborateur de l'auteur A.K. Stoliarov.

valeurs de ϵ, et pour les basses fréquences avec de plus grandes. Par suite, en choisissant la constante diélectrique correspondant au point d'intersection des courbes des pertes inverses pour les fréquences extrêmes, nous obtenons sur les fréquences extrêmes des pertes égales par unité de longueur du ferrite.

Les expériences faites ont confirmé les principes exposés ci-dessus, à la suite de quoi on a pu mettre au point un isolateur à larges bandes. Les dimensions de l'élément de ferrite et sa position dans le guide d'ondes sont indiquées sur la figure 18. Les caractéristiques de l'isolateur y sont aussi données. Dans une bande passante de 33 %, les pertes directes restent pratiquement constantes et égales à 1,1 ou 1,2 dB, ce qui est atteint par l'emploi d'une plaque diélectrique de constante diélectrique élevée.

La correction de la diminution des pertes inverses a été faite, dans le modèle décrit, seulement grâce à un juste choix de l'épaisseur et de la côte de la plaque diélectrique. Cependant, dans une telle large bande, cela n'est pas suffisant (Fig.18) et les pertes inverses diminuent assez fortement vers

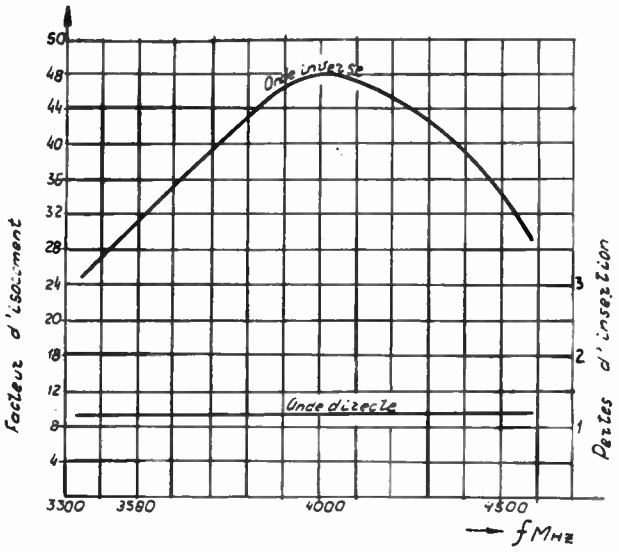


Figure 18.

les extrêmités de la bande, ce qui indique la nécessité d'utiliser, dans de tels systèmes, le principe des circuits désaccordés. Mais, même avec le ferrite seul dans toute la bande indiquée, le facteur d'isolement reste supérieur à 20.

Il faut noter que la réalisation d'un isolateur employé dans une bande encore plus large ne rencontre pas de difficultés de principe.

CHAPITRE III

ISOLATEURS COAXIAUX A FERRITE *

L'existence des phénomènes de non réciprocité dans une ligne coaxiale, avec plaques de ferrite et de diélectrique, peut être expliquée de la façon suivante. Si, dans une ligne coaxiale, on dispose une plaque de ferrite aimantée radialement (Fig.19) alors, pour les ondes directe et inverse TEH régnant dans les

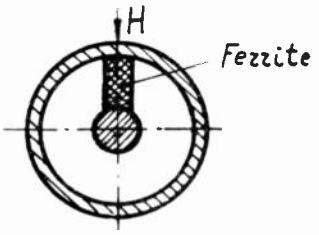


Figure 19.

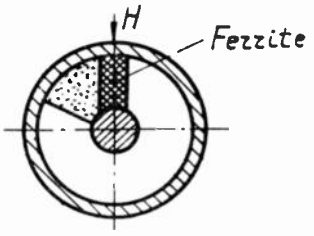


Figure 20.

lignes coaxiales, les conditions de propagation seront identiques. En ajoutant une plaque diélectrique disposée, par exemple, comme indiqué sur la figure 20, l'onde qui possède la fréquence de coupure la plus basse ne sera pas une onde TEH, mais une onde ayant une composante du champ magnétique le long de la direction de propagation. Il existe ainsi une différence dans les conditions de propagation des ondes directe et inverse. On peut facilement démontrer la présence de phénomènes non réciproques dans une ligne coaxiale avec une plaque ferrite-diélectrique en analysant, dans une première approximation, un tel système comme formé par un guide d'ondes à bande (Fig.21) dont les plans sont tournés suivant l'axe X. Si on considère que le diélectrique est le même dans les zones 2 et 3, et qu'on ne tienne pas compte des effets sur les bords des plans métalliques, il est alors possible, par la méthode des ondes partielles, d'écrire l'équation donnant la constante de propagation γ_y de l'onde directe.

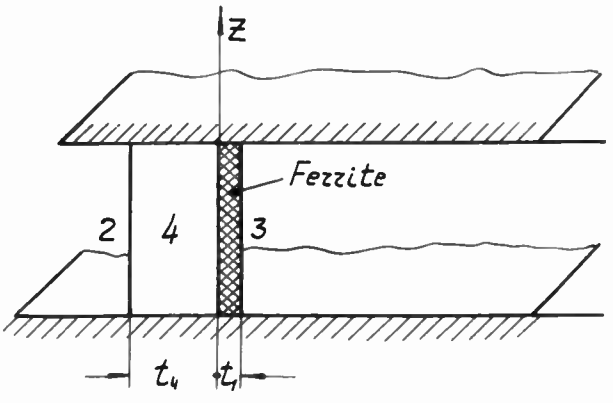


Figure 21.

Dans cette équation, (voir travail [1]), il y a un membre au premier degré γ_y. Dans ces conditions, la constante de propagation de l'onde inverse aura une autre valeur; ceci entraîne l'existence, dans le système considéré, de déphasages et atténuations non réciproques. On a calculé, d'après cette équation, les constantes de propagation des ondes directe et inverse et aussi leurs différences caractérisant l'effet de non réciprocité, pour des épaisseurs et des paramètres différents du diélectrique et du ferrite. Les résultats de ces calculs [1] (que nous ne présentons pas) indiquent une relation optimum entre les largeurs des plaques de ferrite et diélectrique avec leurs paramètres donnés pour l'obtention d'un effet de non réciprocité maximum.

Les recherches expérimentales sur les coefficients d'atténuation non réciproques dans une plaque ferrite-diélectrique aimantée transversalement, disposée dans la ligne coaxiale, ont

* La possibilité de créer des isolateurs coaxiaux fut montrée par l'auteur en 1955, et un peu plus tard, mais indépendamment, par Duncan et autres [3].

été faites sur une longueur d'onde de 10 cm. Comme il a déjà été indiqué, il existe des relations complètement déterminées correspondant au plus grand effet de non réciprocité entre les dimensions et les paramètres du ferrite et du diélectrique.

Tout d'abord, on a étudié les dépendances des pertes d'ondes directe et inverse vis-à-vis de la constante diélectrique d'une plaque supplémentaire. Pour plusieurs types de ferrites étudiés, cette dépendance avait un même caractère et l'effet d'isolateur maximum fut atteint avec $\epsilon \cong 18\,\epsilon_0$ (Fig.22).

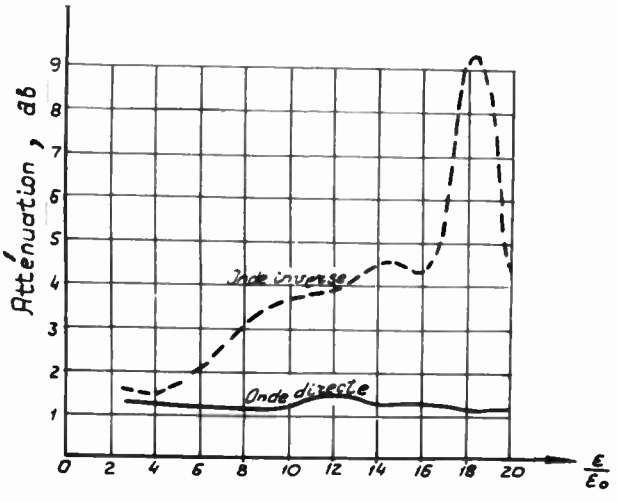


Figure 22.

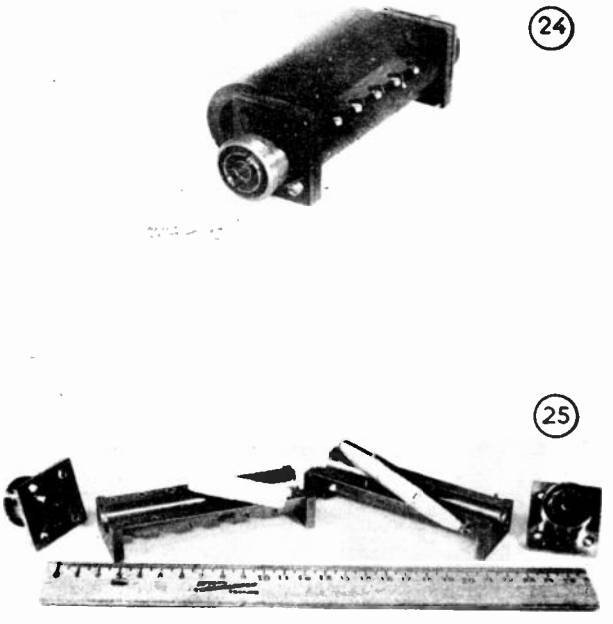


Figure 24 et 25.

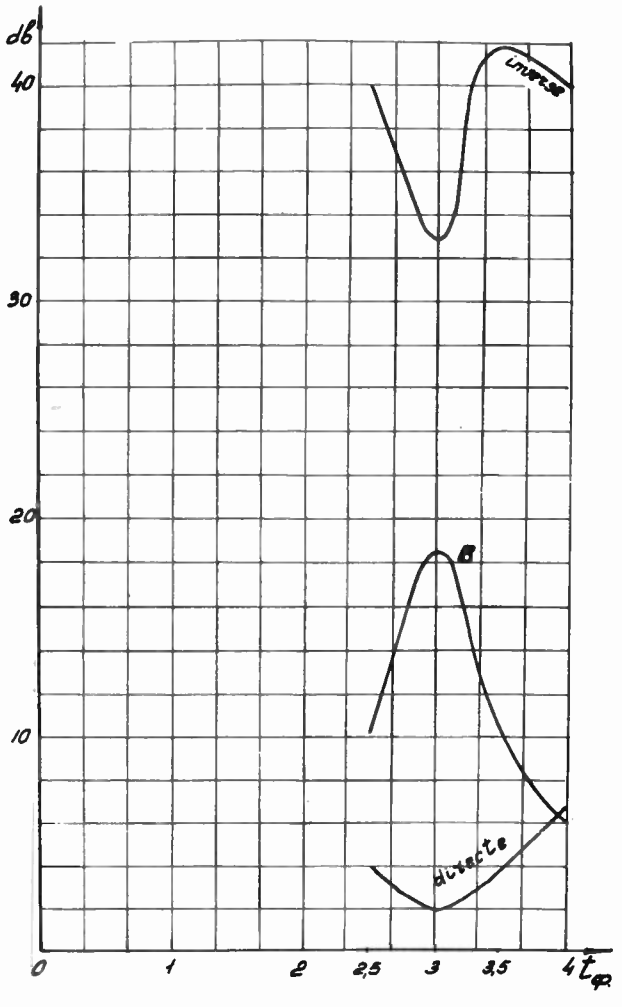


Figure 23.

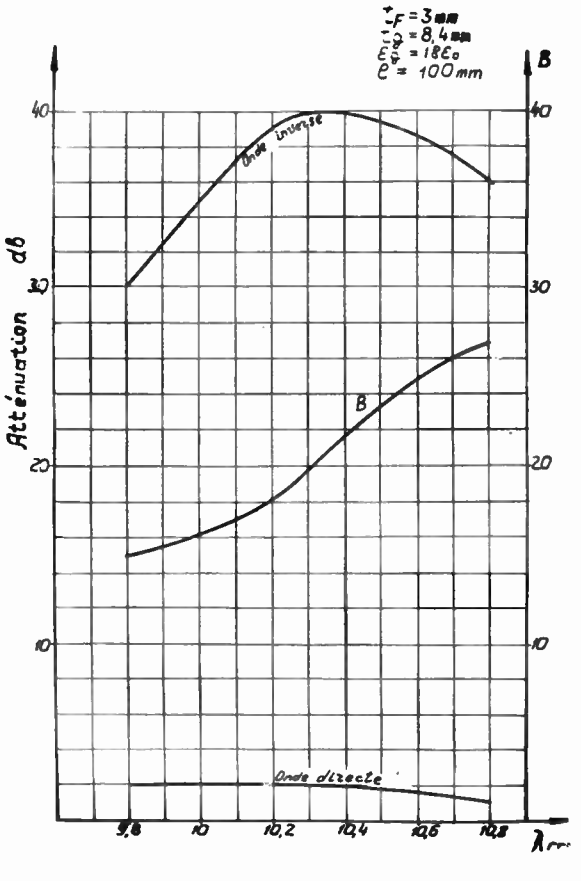


Figure 26.

Les recherches sur la dépendance des pertes directe et inverse vis-à-vis de l'épaisseur de la couche diélectrique montrèrent que, pour chaque épaisseur d'une plaque de ferrite, il existe une épaisseur optimum de la plaque diélectrique pour laquelle le rapport des pertes inverse et directe atteint son maximum. Cependant, comme on peut voir sur la figure 23, sur laquelle sont représentées les dépendances des pertes directe et inverse de l'épaisseur de la plaque de ferrite (l'épaisseur du diélectrique ayant été choisie optimum), ces maxima ont différentes valeurs. Comme nous le voyons, l'épaisseur la plus avantageuse du ferrite est de 3 mm.

En plus des atténuations non réciproques, on a étudié expérimentalement les déphasages non réciproques dans le but de les utiliser pour la création d'isolateurs à déphasage coaxiaux, suivant le type de ceux de guides d'ondes. Néanmoins, dans les ferrites étudiés, les variations de phase non réciproques se montrèrent très peu importantes. C'est pourquoi, pratiquement, on a seulement réalisé un isolateur à résonance dont les principales caractéristiques sont indiquées ci-dessous.

L'installation d'un isolateur coaxial est présentée sur les photographies des figures 24 et 25. Cet isolateur représente le tronçon d'une ligne coaxiale ayant une impédance caractéristique de 50 Ohms et se terminant par des fiches normales de hautes fréquences. Pour la fixation du conducteur central, on employa une douille en écume de polystirène de poids spécifique 0,07. Dans la douille, un secteur est découpé à la place duquel est collée une plaque ferrite-diélectrique. Pour la commodité de la fixation de l'élément ferrite-diélectrique, la partie centrale de l'isolateur coaxiale est démontable. Les dimensions de l'isolateur sont les suivantes : longueur 170 mm, diamètre du conducteur intérieur 7 mm, diamètre du conducteur extérieur 16 mm, épaisseur du ferrite 3 mm, épaisseur du diélectrique 8,6 mm. La hauteur du ferrite optimum est de 4 mm. Pour obtenir une meilleure adaptation, des biseaux sont pratiqués aux extrêmités de la plaque ferrite-diélectrique.

Les caractéristiques électriques de ce dispositif sont données sur la figure 26. Comme on le voit, dans la gamme des fréquences correspondant à une longueur d'onde allant de 9,8 cm à 10,8 cm, les pertes de l'onde inverse sont supérieures à 30 dB pour des pertes de l'onde directe de 2 dB. Le rapport des pertes inverses aux pertes directes ne tombe donc pas, dans cette gamme, plus bas que 15, en atteignant une valeur maximum égale à 27. Dans le travail de Duncan et autres [3], paru récemment, il est aussi proposé un système d'isolateur coaxial. Le principe de fonctionnement de ces isolateurs est le même que celui décrit ci-dessus. La différence consiste seulement dans leur construction. Il faut noter que le cas d'utilisation de deux ferrites proposé par Duncan et autres a été également étudié par nous, mais nous a donné un plus mauvais rapport des pertes inverses aux pertes directes.

L'auteur exprime sa reconnaissance à M.M. Koblova, et particulièrement à A.K. Stoliarov, qui ont largement participé à ce travail.

REFERENCES

[1] A.L. Micaelian - «Emploi de ferrites dans la technique des guides d'ondes (thèse présentée pour l'obtention du doctorat)» Moscou, MEIS, Août 1955.

[2] A.G. Fox - «Notes on microwave ferromagnetic research (communication à la conférence de Londres sur les ferrites, 29 Octobre 1956)».

[3] B.J. Duncan and oth. - PJEK, 1957, IV, pp. 483-490.

[4] A.L. Micaelian et A.K. Stoliarov - «Isolateurs de guides d'ondes à ferrite utilisant la résonance ferromagnétique», («Radiotechnika» N 10, pp. 17-30, 1957).

ISOLATEURS EN FERRITE DANS LA BANDE DES 8 ET 9 MM

FERRITE ISOLATORS IN THE 8-9 MM WAVE BAND.

H.G. BELJERS
N.V. Philips, Eindhoven (Pays-Bas)

Introduction

Pour la construction des isolateurs à ces fréquences on applique surtout deux principes. Le premier de ces isolateurs utilise l'effet Faraday[1] c'est essentiellement un circulateur à trois accès, l'énergie réfléchie est dissipée dans une charge extérieure dans un guide d'onde normal au guide principal, découplé de l'entrée.

Le second type est un isolateur à résonance à champ magnétique transversal[2]. Les échantillons de ferrite doux usuel demandent un champ magnétique d'environ 12 000 oersteds, ce qui est plutôt élevé. Si des matériaux anisotropes orientés sont utilisés, le champ magnétique peut être considérablement réduit ou même supprimé. Il en résulte des appareils très simples, bien que les rapports d'isolation soient généralement moins élevés que pour des isolateurs à résonance de type normal.

I - Isolateur à rotation (voir figure 1)

Les éléments de transition entre guides d'ondes circulaire et rectangulaire sont réalisés avec des connecteurs quart d'onde fournis avec les guides rectangulaires. De la même façon on obtient une rotation de 45° de telle sorte que les directions de polarisation à l'entrée et à la sortie du guide d'onde soient parallèles. De cette façon la longueur totale est considérablement réduite.

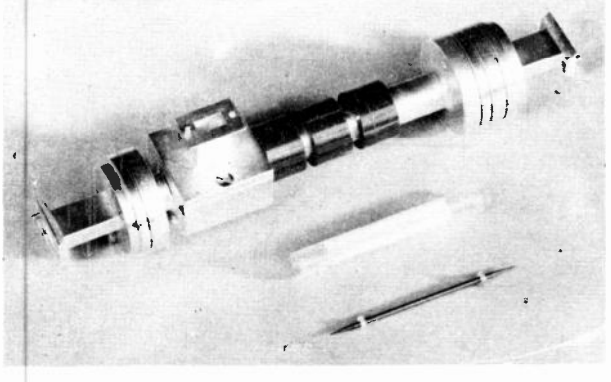


Figure 1 - Projet d'un circulateur à trois accès dans la bande Q.

Du côté entrée du guide circulaire, au voisinage de la jonction, il y a un diaphragme horizontal pour obtenir un accord de l'onde réfléchie à la charge dans le guide d'onde transversal qui constitue le troisième accès. Un petit iris capacitif réduit le taux d'ondes stationnaires à 1,1 ou moins.

La section de rotation de Faraday est fournie avec un bâtonnet de ferrite Ni-Zn au centre et trois anneaux magnétiques durs de ferroxdure à l'extérieur du guide, produisant un champ magnétique axial suffisant pour magnétiser l'échantillon.

Il y a deux raisons pour que l'angle de rotation augmente avec la fréquence. La première est l'augmentation du nombre de longueurs d'onde du bâtonnet de ferrite et la seconde est que la propagation diélectrique dans le ferrite croît beaucoup avec la fréquence. Cette dernière raison peut être réduite dans une large mesure si un autre diélectrique, dans notre cas un tube de polystyrène, est placé en même temps à l'intérieur du guide[3], et entre en jeu avec le ferrite pour la distribution énergétique.

Un angle de rotation de 45° ± 5°, dans une largeur de bande de 8 %, est suffisamment constant pour assurer un affaiblissement inverse d'au moins 20 dB (voir figure 2).

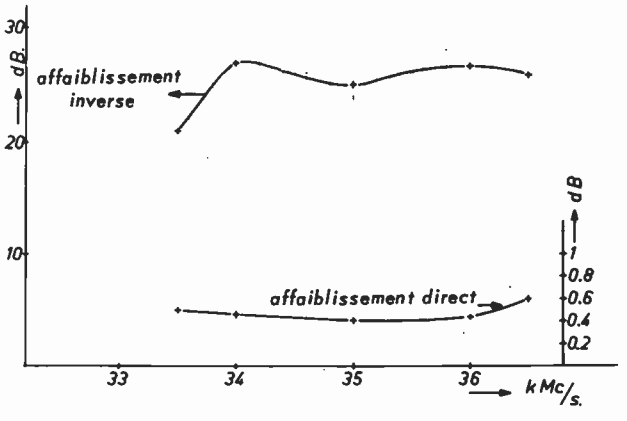


Figure 2 - Courbes d'affaiblissement d'un isolateur à rotation dans la bande Q.

Seulement une partie de l'affaiblissement direct est due au ferrite (0,1 dB). Le reste de l'énergie est perdu dans les parois et les connecteurs.

II - Isolateur à résonance

Dans ce cas, des échantillons de diverses formes d'un matériau de ferrite sont placés assymétriquement dans un guide d'onde rectangulaire. La valeur du champ magnétique nécessaire pour qu'il y ait résonance dans ces échantillons dépend de leur forme et sa grandeur est habituellement de l'ordre de ω/γ, où γ est le rapport gyromagnétique approximativement égal à $2\pi \times 2{,}8$ Mc/s/gauss.

Pour la bande X le champ nécessaire de 3000 Oe est pratiquement réalisable, tandis que pour la bande Q (35 000 Mc/s) le champ demandé de 12 000 Oe est plutôt difficile à obtenir. L'application de matériaux magnétiques à forte anisotropie cristalline uniaxiale comme le ferroxdure réduirait le champ magnétique d'une manière considérable ou même l'annulerait.

* Texte traduit de l'anglais.

On tient compte de l'orientation privilégiée de la magnétisation parallèle à l'axe principal de tels cristaux hexagonaux par un champ anisotrope interne fictif qui s'ajoute à tout champ magnétique externe. Pour le ferroxdure ce champ anisotrope est d'environ 17 000 Oe[4]. La production de monocristaux de dimensions suffisamment grandes dans la direction privilégiée est presque impossible, mais heureusement il est possible d'orienter les cristaux dans une texture polycristalline avec un taux d'orientation de 80 à 90 %. Des échantillons de ferroxdure orientés rendent possible la construction d'isolateurs à résonance dans la bande 5 à 6 mm, avec la possibilité d'accorder l'échantillon à la résonance soit en choisissant la forme exacte soit en ajoutant un petit champ magnétique. La courbe d'absorption est

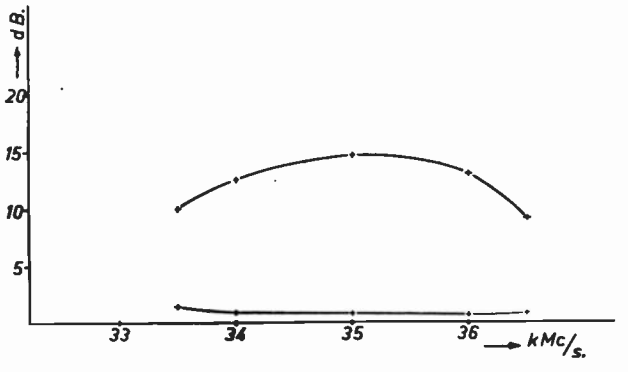


Figure 3 - Courbes d'affaiblissement d'un isolateur à résonance dans la bande Q utilisant un matériau c.u.a.f. Le champ magnétique transverse est de 4000 Oe.

généralement suffisamment large pour assurer une largeur de bande suffisante.

Les Docteurs E.W. Gorter et F.K. Lotgering de ce laboratoire ont préparé des matériaux anisotropes uniaxialscomme le ferroxdure, mais avec un champ anisotrope de commande plus faible tombant à 6000 Oe et avec des cristallites orientées[5]. Ces matériaux de ferrites à anisotropie uniaxiale commandée (Controlled Uniaxial Anisotropy Ferrite) doivent avoir un degré d'orientation suffisant, une haute résistivité ($\rho > 10^6$ ohm/cm) et un champ coercitif suffisant, spécialement lorsqu'ils sont utilisés dans un champ nul. Dans l'investigation présente on utilise de l'hexaferrite de baryum substitué au cobalt-titane avec la composition $Ba\ Fe_{12-a}\ Co_a\ Ti_a O_{19}$ ($a = 0{,}4$ à $0{,}6$).

Des résultats en attente d'investigations ultérieures nous montrent sur la figure 3 un exemple d'affaiblissement mesuré sur un isolateur à résonance. Un échantillon orienté de c.u.a.f. de 12 × 2,8 × 0,15 mm était fixé à une plaque de quartz fondu et placé soigneusement dans un morceau de guide rectangulaire.

Un champ magnétique d'environ 4000 Oe dans l'orientation privilégiée était utilisé pour obtenir les pertes maximum par résonance. Le champ anisotrope du matériau est d'environ 7000 Oe. Différents matériaux, tous à très haute anisotropie et en conséquence avec des champs externes très faibles donnent des résultats similaires.

Bibliographies

1 - C.L. Hogan, Rev. mod. Phys. *25*, 253-263, 1953

2 - M.L. Kales, J. appl. Physics, *24*, 604, 1953

3 - A.G. Fox, Proc. Ins. Elec. Engrs. 104 B, 371-378, 1957

4 - G.W. Rathenau, J. Smit et A.L. Stuyts, Z.f. Physik *133*, 250-260, 1952

5 - A publier.

FERRITES POUR ISOLATEURS A RÉSONANCE DANS LA BANDE DES 1700/2.300 Mc/s

FERRITES FOR RESONANCE ISOLATORS IN THE FREQUENCY RANGE 1700-2300 Mc/S

E.M. Hickin, J.F. Werner & J.M. Sidwell
Research Lab. General Electric Co,
Wembley (G.-B.).

Sommaire

Le développement des isolateurs à résonance en vue de leur utilisation au début de la gamme des ondes ultra courtes pose des problèmes particuliers quant à la fabrication de ferrite de qualité et aux principes même des montages utilisés. Les matériaux utilisés doivent présenter tout à la fois : une assez basse induction de saturation, une température de Curie élevée, une courbe de résonance ferrimagnétique aiguë et de faibles pertes diélectriques.

Deux types de ferrite ont été réalisés, ayant respectivement pour composition nominale :

$Mg_{1,47}\,Mn_{0,185}\,Fe_{2-x}\,Al_x$ et $Ni_{0,5}\,Zn_{0,5}\,Al_x\,Fe_{2-x-y}$

L'induction de saturation, la température de Curie, La perméabilité initiale aux basses fréquences et le champ coercitif ont été mesurés suivant les techniques habituelles.

Les mesures concernant les propriétés aux hyperfréquences ont été exécutées grâce à la technique des cavités résonnantes.

Nous décrivons deux montages d'isolateurs. L'un, utilisant un guide plat possède une grande largeur de bande, l'autre constitué à l'aide de lignes coaxiales est un isolateur à bande étroite.

Le premier permet d'obtenir plus de 20 dB d'affaiblissement dans le sens inverse et moins de 1 dB dans le sens direct à l'intérieur d'une bande de 200 MHz. Le principal avantage de l'isolateur en ligne coaxiale réside dans ses faibles dimensions.

I - Introduction

Les recherches exposées dans cet article découlent de la nécessite de développer l'emploi des dispositifs à ferrites dans la bande 1700 - 2300 MHz.

Les matériaux disponibles dans le commerce présentaient une induction de saturation relativement haute et provoquaient un affaiblissement excessif dans le sens passant. Il fut donc nécessaire de réaliser des matériaux ayant une induction de saturation plus faible et d'étudier leurs propriétés magnétiques en hyperfréquences ainsi que leur comportement en isolateurs non réciproques. Certains de ces matériaux permirent de construire des isolateurs de qualité convenable dans la bande de fréquences considérée.

II - Préparation des matériaux

Deux types de ferrites ont été réalisés ayant respectivement pour composition : $Mg_{1,47}\,Mn_{0,185}\,Fe_{2-x}\,Al_x$ et $Ni_{0,5}\,Zn_{0,5}\,Fe_{2-x-y}\,Al_x$. Le principe général de la préparation est exposé ci-dessous;

a) Mélange initial

Les oxydes bruts sont intimement mélangés par un broyeur à boulets.

b) Pré-chauffage

Le mélange d'oxydes est porté à une température relativement basse par rapport à la température finale par exemple entre 900° et 1000° C, de façon à ne pas diminuer outre mesure la tendance à l'agglomération qui apparaîtra lors du chauffage final.

c) Broyage final

Cette poudre est ensuite broyée (dans un broyeur à boulets) jusqu'à l'obtention de particules de grosseur convenable en vue de la compression ultérieure.

d) Agglomération et chauffage final

Le mélange est alors comprimé dans un moule d'acier, ce qui permet d'obtenir, compte tenu du retrait qui se produira durant le chauffage final, un échantillon de configuration donnée.(Le retrait linéaire est de l'ordre de 15 %).

On porte ensuite ces spécimens à une température située entre 1300 et 1400° C, en présence d'air, puis on les fait refroidir dans le four même.

e) Finissage

On ajuste les échantillons aux dimensions désirées grâce à des machines utilisant le diamant. Les procédés de polissage permettent de satisfaire aux tolérances fixées sur les surfaces planes.

III - Mesure des caractéristiques magnétiques

Les techniques habituelles, comme on peut le voir ci-dessous ont été utilisées pour mesurer les caractéristiques suivantes :

a) Perméabilité initiale

Cette quantité est mesurée à 1000 Hz, sur un échantillon en forme de tore par une méthode de pont.

b) Champ coercitif

Une courbe d'hystérésis (B.H.), à 50 Hz tracée à l'oscillographe, fournit le champ coercitif. On utilise à cet effet un spécimen toroïdal portant deux enroulements.

c) Température de Curie

Elle est déduite des mesures de la variation de la perméabilité d'un spécimen toroïdal, en fonction de la température. Le

---

* Texte traduit de l'anglais.

point de Curie est défini arbitrairement comme la température à laquelle la susceptibilité tombe à 1/10 de sa valeur de crête.

d) Induction de saturation

Une petite boucle d'observation, reliée à un fluxmètre, entoure le centre d'un échantillon en forme de baguette disposé suivant l'axe d'un solenoïde. L'induction de saturation est calculée à partir des indications du fluxmètre quand on inverse le courant dans le solenoïde, déduction faite de l'effet du champ appliqué et du facteur démagnétisant dû à la longueur finie de la baguette. Le champ appliqué pendant cette mesure vaut environ 1000 oersteds.

IV - Mesure des caractéristiques en hyperfréquence à 2000 MHz

Les mesures des caractéristiques diélectriques et magnétiquesdu ferrite ont été réalisées à l'aide d'une cavité résonnant à 2004,5 MHz dans laquelle on introduit de petits spécimens de formes convenables. Les valeurs des constantes diélectriques et de l'angle de perte ont été calculées à partir de l'observation des variations de la fréquence d'accord et de la surtension de la cavité. Sous l'effet d'un champ magnétique, on a aussi observé les variations des parties réelle et imaginaire de la susceptibilité au passage par la résonance ferrimagnétique.

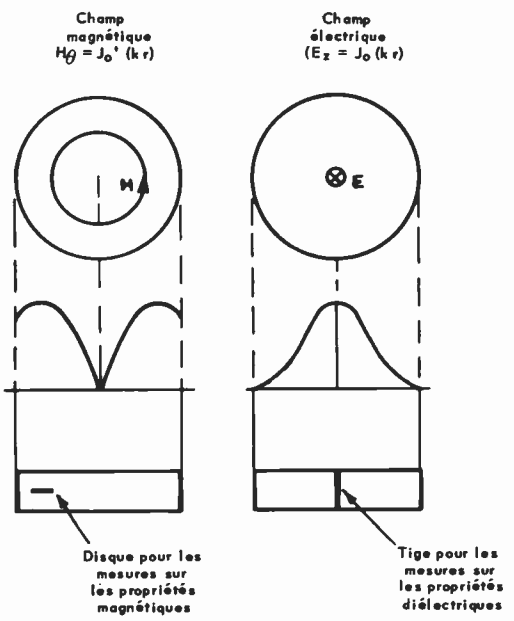


Figure 1 - Distribution du champ (mode TM_{010}) dans la cavité.

Nous avons réalisé une cavité de cuivre, le champ électromagnétique vibrant suivant le mode TM_{010}. La figure 1 montre les positions des échantillons et la distribution du champ à l'intérieur de la cavité. Le long de l'axe on trouve un maximum du champ électrique E_z et un zéro pour le champ magnétique. Une mince baguette de ferrite disposée suivant cet axe introduit principalement une perte diélectrique, un tel échantillon peut donc être utilisé pour mesurer les caractéristiques diélectriques. Près de la paroi cylindrique le champ électrique est très petit et le champ magnétique H_0 est maximum. Un disque mince de ferrite placé dans un plan parallèle au fond de la cavité et près de la paroi cylindrique provoque une perte magnétique. Le facteur dépolarisant de l'échantillon étant grand et le champ électrique faible la perte diélectrique est minime.

La figure 2 montre un schéma du circuit de mesure utilisé. Une triode oscillatrice, fonctionnant autour de 1988 MHz est reliée au modulateur à travers un isolateur de type coaxial (voir la description au paragraphe 6). Le modulateur se compose d'une portion de ligne coaxiale contenant un («slug») petit cylindre de

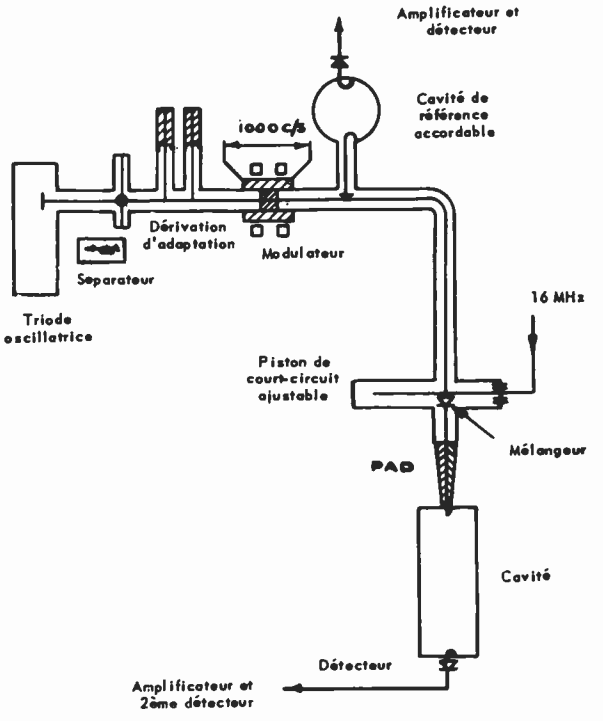


Figure 2 - Schéma du circuit de mesure utilisant la cavité à 2000 MHz.

ferrite. Un champ magnétique axial, produit par des aimants permanents polarise le ferrite en un point situé sur le flanc de la courbe de résonance. Un signal, de fréquence 1 kHz, appliqué à un solenoïde entourant la ligne, module le signal haute fréquence en faisant varier l'énergie absorbée dans le ferrite.

Afin d'obtenir un contrôle précis de la fréquence du signal appliqué à la cavité, ce qui est nécessaire pour mesurer la largeur de bande de la cavité avec une précision suffisante, le signal modulé HF est envoyé sur un mélangeur à cristal (diode au silicium) qui reçoit d'autre part un signal à 16 MHz issu d'un oscillateur stable. La cavité résonne dans la bande supérieure c'est-à-dire au voisinage de 2004 MHz. L'oscillateur à 16 MHz possède une commande de fréquence pourvue d'une graduation étalonnée dans une bande de 1700 kHz qui est utilisée pour les mesures de largeur de bande entre les points à demi-puissance.

L'énergie réfléchie par le mélangeur, dans la bande latérale, est suffisante pour exciter une cavité accordable, de référence. Durant une série de mesures, le signal issu de cette cavité est utilisé comme fréquence de référence de sorte que les variations ou sauts de fréquence de l'oscillateur à 1988 MHz n'affectent pas la mesure de la déviation de fréquence de la cavité de mesure.

La figure 3 est une photographie de la cavité. Un disque de ferrite y est placé dans la position utilisée pour les mesures magnétiques. La cavité a un diamètre de 11,48 cm et une hauteur de 2,54 cm. La figure 4 fournit une vue générale de l'appareillage. L'isolateur n'est pas visible sur cette photographie.

Les résultats sont calculés, à partir des équations de Casimir [1], en considérant que les échantillons de ferrite produisent une faible perturbation dans la résonance de la cavité.

Dans le cas d'une mince baguette, où l'on peut négliger l'effet du champ magnétique, ces relations conduisent, après le calcul de l'intégrale correspondant à la cavité utilisée, aux équations suivantes :

$$\epsilon' - 1 = \frac{\delta f}{f} \cdot \frac{V}{\delta V} \cdot 0{,}539 \qquad (1)$$

$$\epsilon'' = \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{V}{\delta V} \cdot 0{,}539 \qquad (2)$$

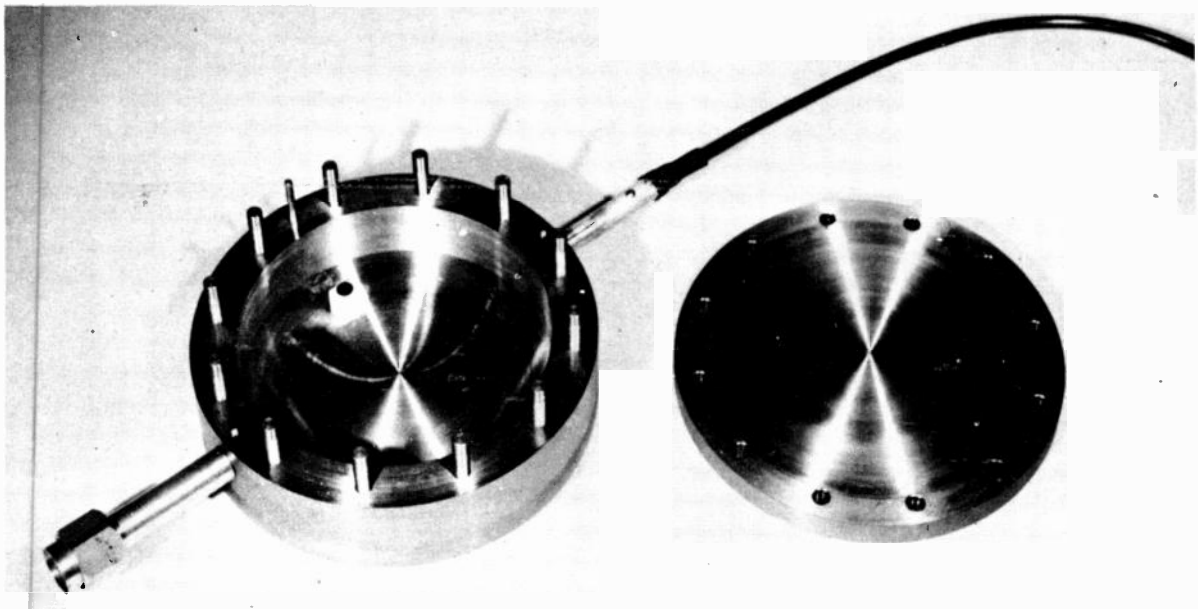


Figure 3 - Cavité résonnant suivant le mode TM_{010} utilisée pour les mesures à 2004,5 MHz, montrant le disque (ϕ = 1/4 in) en position.

Figure 4 - Vue généraie de l'appareillage utilisé pour les mesures sur la cavité résonnant à 2004,5 MHz.

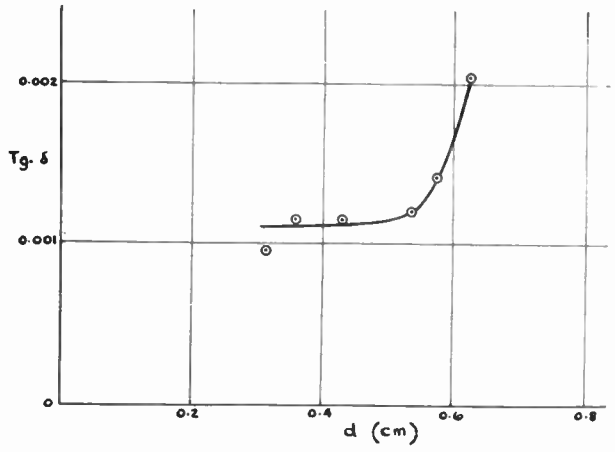


Figure 5 - Valeurs expérimentales de tg δ en fonction du diamètre de la tige.

où f = fréquence de résonance de la cavité sans ferrite
δf = variation de cette fréquence
$\frac{\Delta f}{f}$ = variation de la surtension
ϵ' = partie réelle du pouvoir inducteur spécifique
ϵ'' = partie imaginaire du pouvoir inducteur spécifique
δV = volume du spécimen
V = volume de la cavité.

Ceci conduit à l'expression suivante de l'angle de pertes:

$$tg\ \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

$$tg\ \delta = \frac{1}{2}\ \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{\epsilon' - 1}{\epsilon'} \qquad (3)$$

En réalité, il existe dans l'échantillon un petit champ magnétique qui augmente les pertes. On peut éviter cette cause d'erreur en appliquant pendant la mesure un champ magnétique axial d'amplitude suffisante pour saturer l'échantillon et modifier ainsi la structure des domaines qui est à l'origine de ces pertes.

Un diamètre de baguette convenable a été déterminé pour les mesures de l'angle de pertes diélectriques.

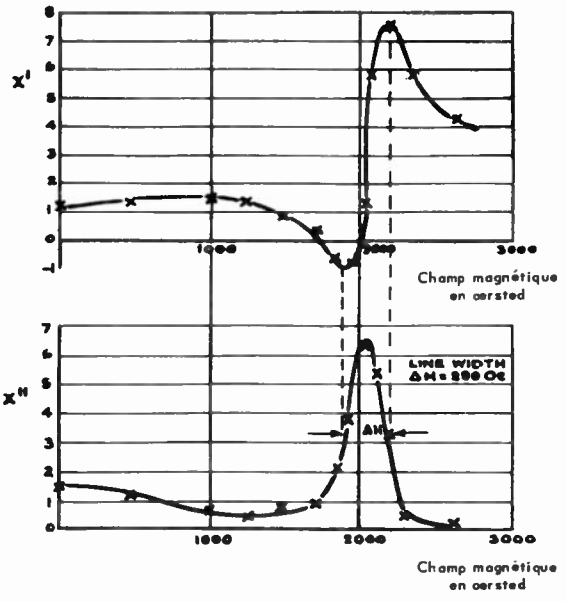


Figure 6 - Susceptibilité effective $X' - j\,X''$ à 2004,5 MHz pour un disque (ϕ = 6,35 mm, L = 0,1 mm) de $Ni_{0,5}\,Zn_{0,5}\,Fe_{1,2}\,Al_{0,8}$, en fonction du champ magnétique appliqué.

La figure 5 fournit les valeurs mesurées de $tg\,\delta$ en fonction du diamètre de la baguette pour un matériau particulier et montre que lorsque le diamètre devient inférieur à 4,5 mm, $tg\,\delta$ reste constant.

Les mesures de la susceptibilité effective sont faites sur des échantillons en forme de disque de 6,35 mm de diamètre et d'épaisseur allant de 0,1 à 0,3 mm. On utilise une position type pour ces disques, loin des parois, pour bénéficier d'effets d'image qui améliorent les résultats (voir figure 3). Le centre du disque étant distant de 3,503 cm du l'axe de la cavité, l'application des relations de Casimir fournit les parties réelle et imaginaire de la susceptibilité.

$$X' = \frac{\delta f}{f} \cdot \frac{V}{\delta V} \cdot 1{,}755 \qquad (4)$$

$$X'' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{V}{\delta V} \cdot 1{,}755 \qquad (5)$$

Tableau 1 - Propriétés de quelques ferrites du type Mg Mn Fe Al.

Proportions nominales	Chauffage final	Perméabilité initiale μ_o	Champ cœrcitif	Point de Curie (° C)	Induction de Saturation (en gauss)	Angle de perte à 2004 MHz tg δ	Acuité de la courbe de résonance ferrimagnétique (ΔH œrsted)
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{2.0}$	1300° C/2 hrs. Refroid. lent	41	2,0	295	2130	0,0002	c.600
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.75}Al_{0.25}$	1300° C/2 hrs. Refroid. lent	35	2,1	200	1560	0,0006	420
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.675}Al_{0.325}$	1350° C/2 hrs. Refroid. rapide	38	1,1	169	1350	0,0003	180
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.625}Al_{0.375}$	1300° C/2 hrs. Refroid. lent	37	1,6	142	1305	0,013	310
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.5}Al_{0.5}$	1300° C/2 hrs. Refroid. lent	51	0,8	101	855	0,0011	250
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.5}Al_{0.5}$	1300° C/2 hrs. Refroid. rapide	28	1,9	83	745	0,0011	270
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.5}Al_{0.5}$	1350° C/2 hrs. Refroid. rapide	41	1,1	94	865	0,0005	280

Tableau 2 - Propriétés de quelques ferrites du type Ni Zn Fe AL.

Proportions nominales	Chauffage final	Perméabilité initiale μ_o	Champ cœrcitif	Point de Curie (° C)	Induction de Saturation (en gauss)	Angle de perte à 2004 MHz tg δ	Acuité de la courbe de résonance ferrimagnétique (ΔH œrsted)
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.2}Al_{0.8}$	1300° C/2 hrs. Refroid. lent	58	1,3	140	1400	0,064	260
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.2}Al_{0.8}$	1325° C/2 hrs. Refroid. rapide	52	2,0	129	1340	0,019	220
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.2}Al_{0.8}$	1350° C/2 hrs. Refroid. rapide	58	2,0	128	1440	0,019	210
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.15}Al_{0.75}$	1350° C/2 hrs. Refroid. rapide	48	1,4	92	1240	0,0009	230
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.1}Al_{0.8}$	1300° C/2 nrs. Refroid. lent	42	2,3	83	1245	0,0008	200
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.1}Al_{0.8}$	1325° C/2 hrs. Refroid. rapide	46	2,0	87	1260	0,0005	185
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.1}Al_{0.8}$	1350° C/2 hrs. Refroid. rapide	59	0,9	85	1215	0,0006	170

La figure 6 montre les courbes typiques X' et X'' pour un disque de ferrite du type $Ni_{05}\ Zn_{05}\ Fe_{2-x-y}\ Al_x$. Comme on le voit sur le dessin, la largeur de la résonance ferromagnétique ΔH est définie à partir des points où X'' vaut la moitié de sa valeur maximum ou à partir de l'écart existant entre la valeur maximum et la valeur minimum de X'.

IV.1 - Résultats des mesures

Les tableaux 1 et 2 contiennent les résultats des mesures décrites ci-dessus pour les deux types de ferrite envisagés.

V - Application aux isolateurs en guide

Le choix des matériaux destinés à la construction de ces isolateurs doit être déterminé par les caractéristiques magnétiques et HF examinées ci-dessus. Cependant, les performances d'un atténuateur particulier dépendent en grande partie de la configuration du ferrite à l'intérieur du circuit hyperfréquence utilisé. Les résultats précédents furent donc complétés par des mesures exécutées sur de nombreux échantillons placés dans un guide. L'application d'un champ magnétique dans une plaquette de ferrite est facilitée par l'utilisation d'un guide très plat. Afin d'être certain que le matériau est saturé à la résonance, on utilise de minces plaquettes de ferrite à plat sur la face large du guide. Le tableau 3 donne les affaiblissements direct et inverse avec le champ nécessaire pour deux fréquences situées à l'intérieur de la bande, le ferrite étant dans la disposition indiquée par la figure 7.

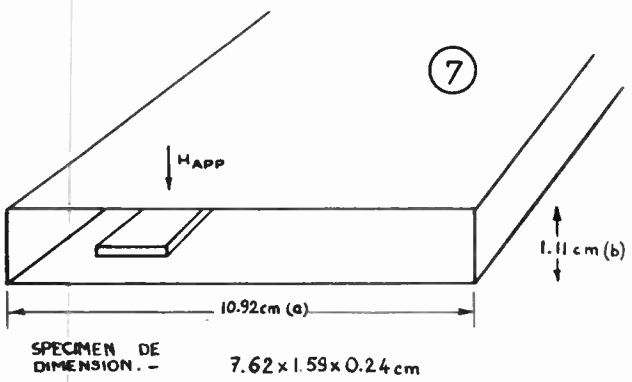
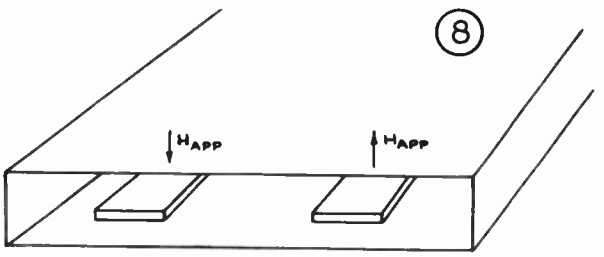
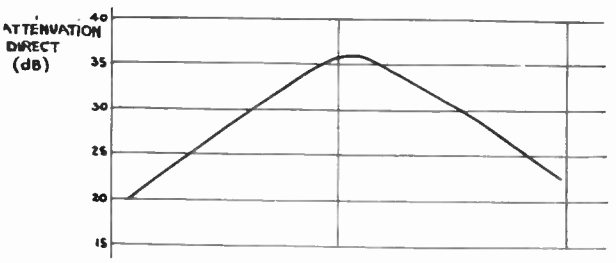


Figure 7 - Configuration du ferrite pour les essais de comparaison.

La figure 9 fournit les performances d'un isolateur utilisant un ferrite du type $Ni_{0,5}\ Zn_{0,5}\ Al_x\ Fe_{2-x-y}$ disposé comme l'indique la figure 8. Des iris d'adaptation peuvent abaisser le taux d'ondes stationnaires (TOS) à une valeur inférieure à 1,05 comme le montre la figure 10. Des aimants permanents à shunt variable sont utilisés afin de pouvoir ajuster la fréquence centrale du dispositif.





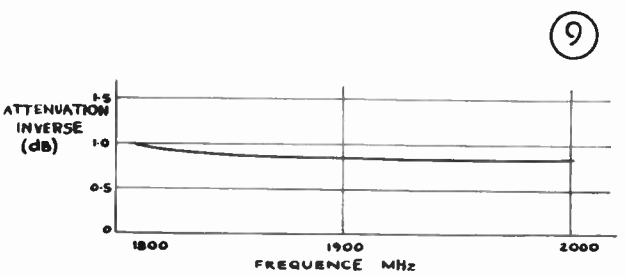


Figure 8 - Configuration du ferrite dans l'isolateur.

Figure 9 - Performances typiques de l'isolateur en guide utilisant la disposition de la figure 8.

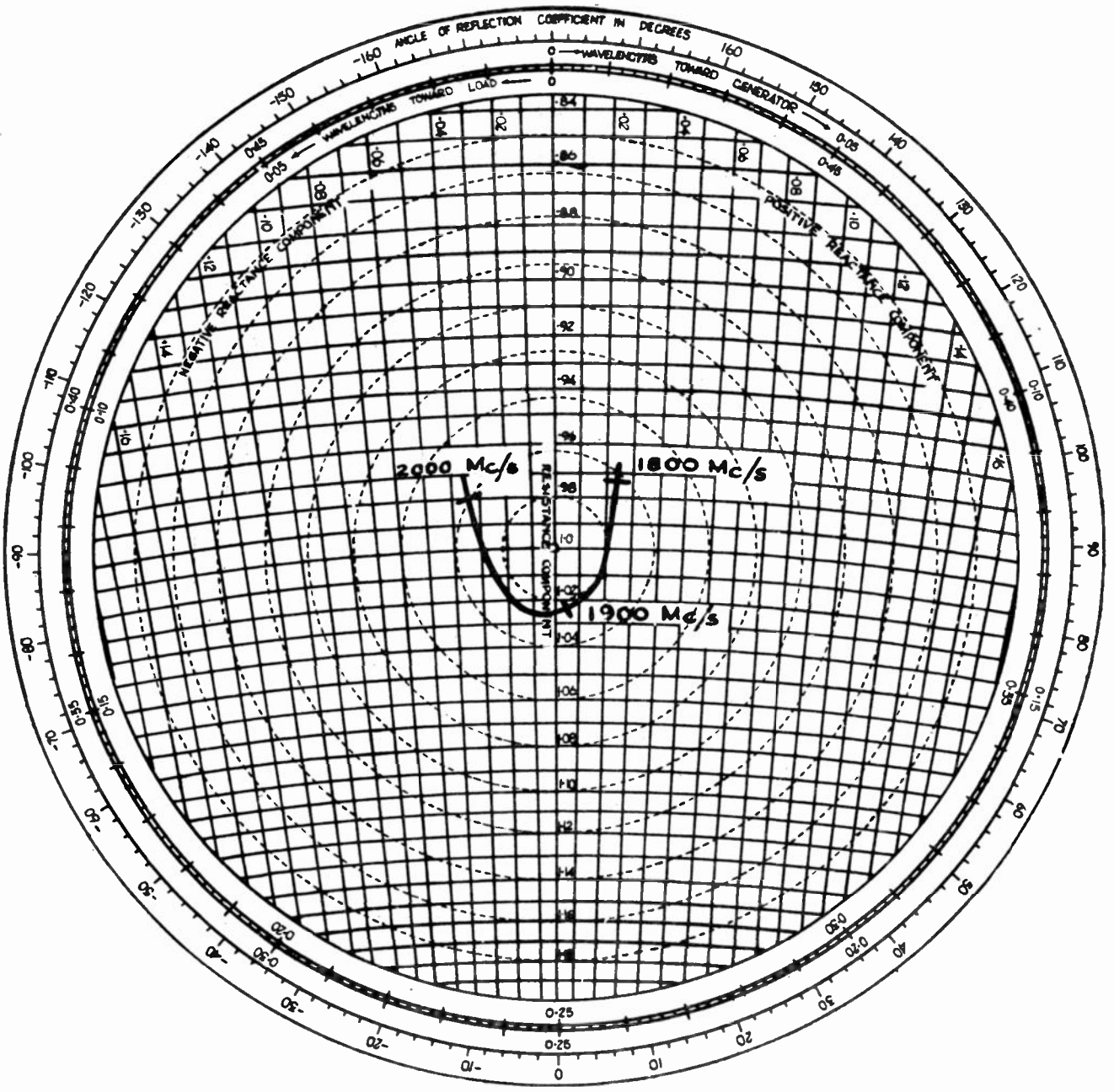


Figure 10 - Admittance de l'isolateur en guide pourvu d'iris d'adaptation

Lorsque l'on se fixe le découplage à atteindre avec un certain dispositif, il est important de considérer le coefficient de réflexion du dispositif lui-même, en même temps que les réflexions initiales qu'il a pour but de supprimer. La largeur de bande du dispositif et l'affaiblissement dans le sens inverse pourraient être augmentés par concentration du champ électromagnétique dans l'échantillon en utilisant un diélectrique à haut pouvoir inducteur spécifique. Des affaiblissements dans le sens inverse supérieurs à 60 dB peuvent être obtenus par ce moyen à l'aide d'un seul échantillon de ferrite dans le guide.

Cependant, chaque fois qu'on a besoin d'un isolateur pour améliorer l'adaptation, par exemple, pour un feeder d'aérien, la discontinuité introduite dans le guide par le diélectrique est si grande, même après l'introduction d'éléments d'adaptation, qu'un tel découplage n'est pas avantageux. D'autre part, l'utilisation d'échantillons plus minces, avec un meilleur rapport des affaiblissements inverse et direct, est écartée pour des raisons d'économie car elle nécessiterait des aimants plus longs et plus puissants. Une plus grande réduction de la hauteur du guide (b) diminue le rapport des affaiblissements mais des affaiblissements plus élevés peuvent être obtenus avec une économie importante sur les aimants.

VI - Isolateur coaxial

Dans une ligne coaxiale, une onde se propageant suivant le mode dominant T.E.M., ne présente pas de polarisation circulaire. On doit donc pour réaliser un isolateur en ligne coaxiale créer artificiellement une polarisation circulaire. Une méthode consiste à charger la ligne avec des obstacles de diélectrique

convenables. Une récente publication de Ducan [2] expose un projet isolateur à résonance utilisant cette technique.

Une autre méthode utilise une dérivation en court-circuit («stub») pour produire cette polarisation circulaire. L'isolateur décrit ci-dessous est fondé sur ce principe. Le principal avantage de ce type d'isolateur réside dans le faible encombrement des circuits et de l'aimant. Ce principe a été appliqué par Lewin[3] sur un montage en ligne à rubans («microstrip»).

VI.1 - Principe des opérations

La figure 11 décrit un isolateur. Deux dérivations court-circuitées sont disposées de chaque côté de la ligne. En l'absence de ferrite et pour des longueurs de dérivations égales à $\lambda/8$ et $3\lambda/8$, les bras de dérivations, d'impédance Z_0 supposée égale à celle de la ligne, ramènent respectivement à la jonction des impédances purement réactives $+jZ_0$ et $-jZ_0$ (en négligeant les pertes dans les dérivations). Pourvu que le feeder soit adapté, les deux bras sont parcourus par des courants d'amplitude égale à celle du courant dans le feeder, en quadrature dans l'espace et dans le temps par rapport à ce dernier. Il existe donc près du point de croisement une région où le champ magnétique HF est polarisé circulairement. Pour obtenir un affaiblissement non réciproque, on peut insérer un ferrite en ce point et appliquer un champ magnétique, de grandeur convenable pour exciter la résonance ferrimagnétique désirée, perpendiculairement au plan du croisement.

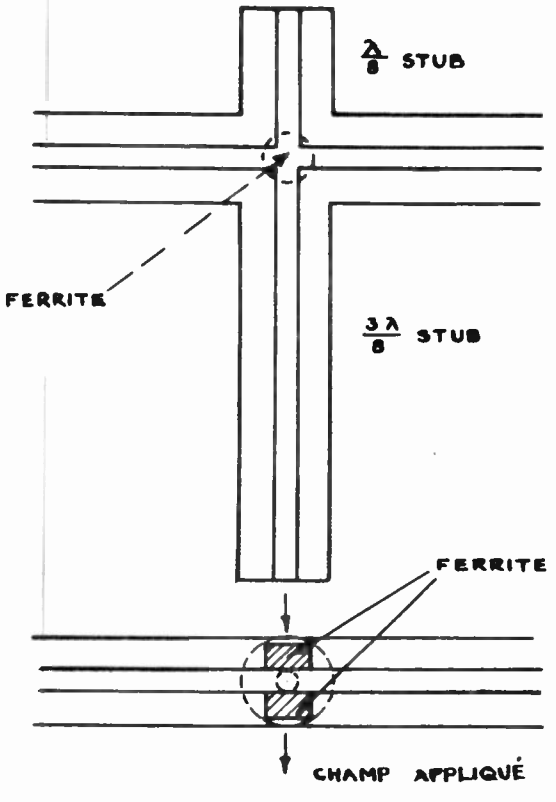


Figure 11 - Isolateur à résonance en ligne coaxiale.

VI.2 - Description

La figure 12 représente une photographie d'un isolateur construit pour un montage à ligne coaxiale d'impédance 62 Ω. Le diamètre intérieur du conducteur extérieur est de 11 mm. Les dérivations «stub» sont pourvues de courts-circuits ajustables de telle sorte qu'on peut régler leur longueur pour chaque fréquence à l'intérieur de la bande. Mais une utilisation à une fréquence particulière ne nécessite pas ce perfectionnement.

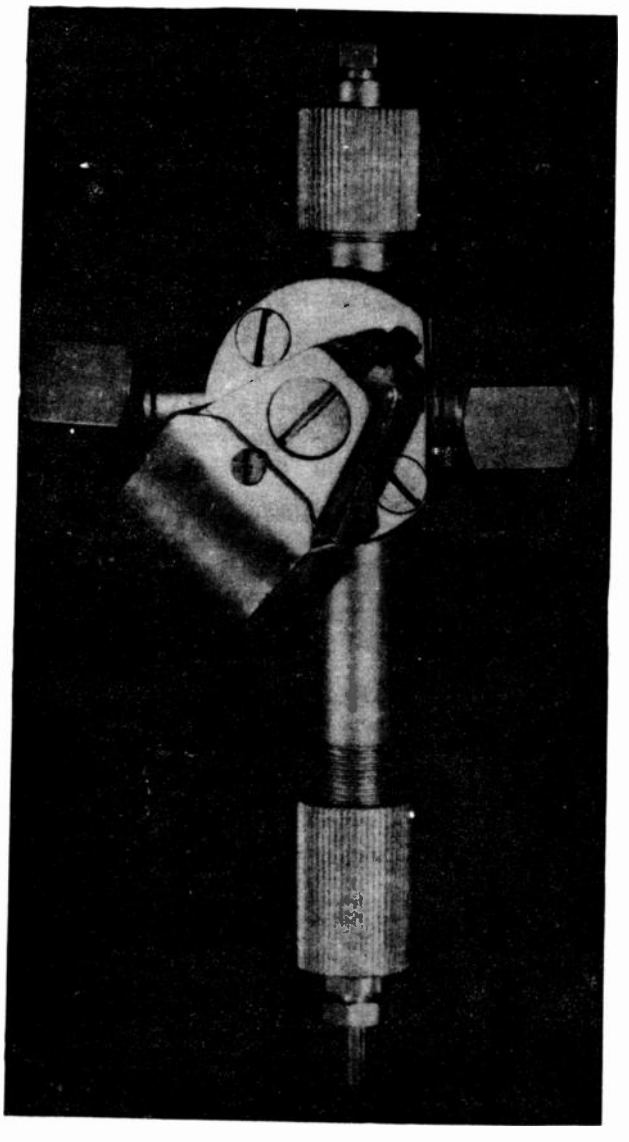


Figure 12 - Isolateur en ligne coaxiale (62 Ω, 11 mm).

Le champ magnétique est produit par un aimant qui comporte un système de réglage. Les ferrites utilisés ont la forme de cylindres de 6 mm de diamètre et de 3,5 mm de longueur.

VI.3 - Performances

Le ferrite étant en place, il n'y a qu'une position, pour chaque piston, qui produit l'adaptation. Celle-ci se produit lorsque l'impédance ramenée par les dérivations est égale et de signe contraire à l'impédance capacitive due au ferrite.

Ce réglage dépend dans une certaine mesure du champ appliqué. On procèdera donc à l'adaptation après avoir fixé le champ magnétique à une valeur voisine de celle qui produit le maximum d'affaiblissement dans le sens inverse.

Les pistons étant réglés pour l'adaptation et le champ fixé à sa valeur optimum, les caractéristiques de l'isolateur dépendent de la fréquence, de la forme, des dimensions et du matériau constituant le ferrite.

Pour un système conçu en ligne coaxiale de 11 mm, on obtient le maximum d'affaiblissement dans le sens inverse pour des cylindres de ferrite de 6 mm de diamètre et de 3,5 mm de hauteur. D'ailleurs, l'affaiblissement inverse augmente avec la fréquence. On constate que les ferrites du type Mg Mn Fe Al sont les meilleurs pour les fréquences supérieures de la bande,

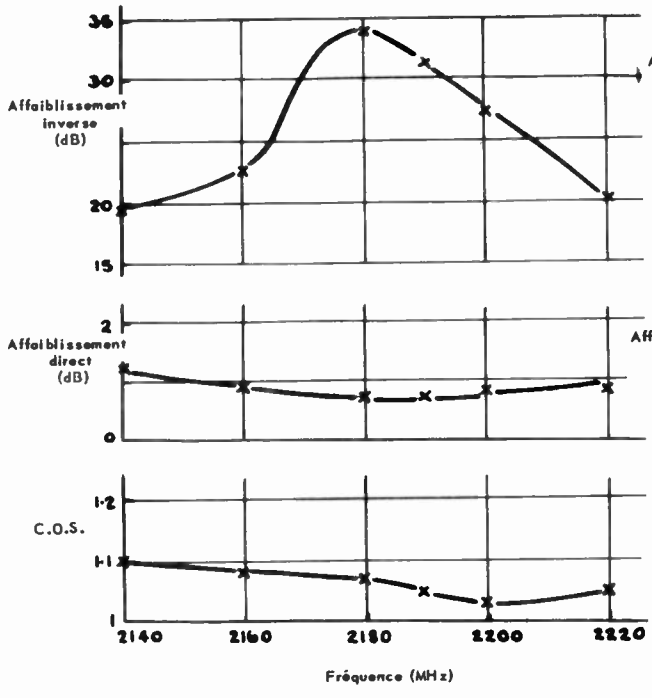


Figure 13 - Caractéristiques typiques d'un isolateur en ligne coaxiale réglé pour 2180 MHz.

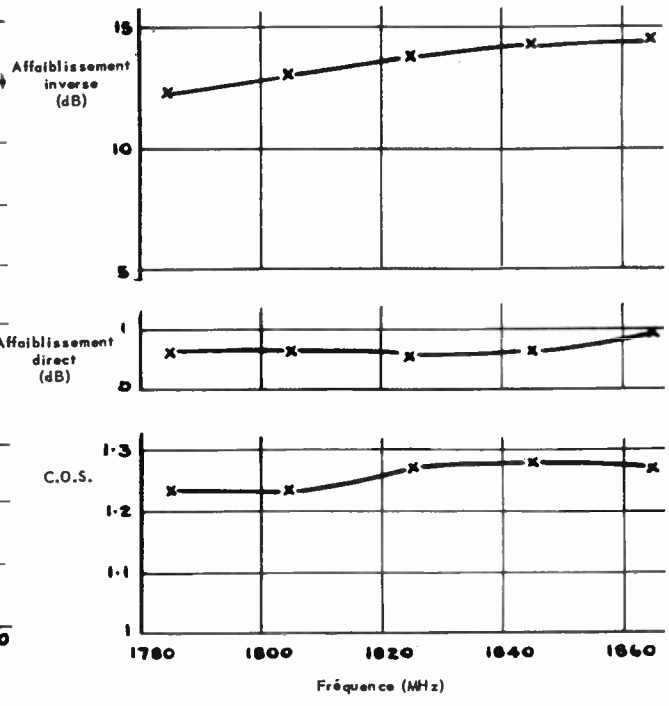


Figure 14 - Caractéristiques typiques d'un isolateur en ligne coaxiale réglé pour 1825 MHz.

tandis que les ferrites du type Ni Zn Fe Al sont préférables au-dessous de 1900 MHz.

On peut augmenter l'affaiblissement dans le sens inverse aux dépens de l'adaptation en déplaçant les courts-circuits de quelques millimètres à partir de la position réalisant l'adaptation (allonger la plus longue dérivation et raccourcir la plus petite).

Si l'on désire utiliser le dispositif comme isolateur dans une ligne de transmission, on peut ainsi tolérer des taux d'ordres stationnaires de l'ordre de 1,3, afin d'améliorer le découplage. Au besoin, on peut utiliser des artifices d'adaptation. On arrive ainsi à augmenter considérablement les performances de l'isolateur tout en conservant un taux d'onde stationnaire faible.

Les figures 14 et 15 montrent les courbes typiques de deux isolateurs réglés respectivement à 2180 MHz et 1825 MHz en l'absence de moyens d'adaptation supplémentaires.

VII - Discussion

Le tableau 3 fournit des résultats concernant l'isolateur en guide. On constate que lorsque le champ est à sa valeur optimum, les performances des divers matériaux essayés ne varient pas beaucoup en fonction de la fréquence à l'intérieur de la bande étudiée. On voit aisément que l'énergie absorbée à la résonance par un petit échantillon de ferrite est proportionnelle à

$$\frac{4\pi \cdot Ms}{\Delta H}$$

Cette quantité, portée dans la dernière colonne paraît être en rapport avec les valeurs expérimentales de l'affaiblissement inverse. Dans le choix d'un matériau, les conditions de température ambiante étant fixées, il est intéressant de connaître les variations des propriétés magnétiques avec la température. Un matériau à point de Curie élevé devrait alors, avoir la préférence.

Dans le montage isolateur en ligne coaxiale, on constate une relation critique entre l'affaiblissement dans le sens inverse et l'induction de saturation. Le choix des matériaux à employer dans ce montage est quelque peu limité.

VIII - Références

1 - Casimir H.B.G., Philips Res. Repts. Vol. 6, p. 172 - 1951.

2 - Ducan, B.I., Swern, L., Tomiyasu, K. et Hannwacker, J., Proc. I.R.E., Vol. 45 n° 4, pp. 438-490 - Avril 1957.

3 - Lewin, L., Proc. I.R.E., Vol. 104, Part B Supplement, n°6, pp. 364-365 - 1957.

Tableau 3 - Comportement de quelques échantillons de ferrite montés en isolateurs.

Proportions nominales	Chauffage final	1800 Mc/s			2200 Mc/s			Rapport $\frac{4\pi M_s}{\Delta H}$
		Perte (db)		Champ (gauss)	Perte (db)		Champ (gauss)	
		inverse	directe		inverse	directe		
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.675}Al_{0.325}$	1350	10,0	0,2	1450	10,60	0,25	1600	7,5
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.625}Al_{0.375}$	1300/S.C.	7,1	0,2	1160	7,3	0,15	1430	4,2
$Mg_{1.47}Mn_{0.165}Fe_{1.5}Al_{0.5}$	1300/S.C.	6,65	0,1	1020	7,0	0,15	1240	3,4
$Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{0.2}Al_{0.8}$	1350	11,15	0,25	1400	12,05	0,25	1540	6,9
$N_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.15}Al_{0.75}$	1350	10,25	0,2	1320	10,3	0,2	1510	5,4
$N_{0.5}Zn_{0.5}Fe_{1.1}Al_{0.8}$	1350	11,4	0,3	1240	11,8	0,4	1415	7,2

NOUVEAUX DÉVELOPPEMENTS DANS LES APPLICATIONS EN HYPERFRÉQUENCE DE MATÉRIAUX FERRO-MAGNÉTIQUES ET FERRO-ÉLECTRIQUES

NEW DEVELOPMENTS IN MICROWAVE APPLICATIONS OF FERROMAGNETIC AND FERROELECTRIC MATERIALS

Lt. F.R. MORGENTHALER,
Air Force Cambridge Research Center, Bedford, Mass. (U.S.A.)

Introduction

Cette note a pour but de donner un aperçu sur quelques-uns des domaines de la physique de l'état solide appliquée aux hyperfréquences sur lesquels sont effectuées actuellement des recherches au laboratoire d'antennes et de physique des hyperfréquences du Centre de Recherches de l'Armée de l'Air de Cambridge.

Les deux principaux domaines d'intérêt concernent l'utilisation en hyperfréquences des matériaux ferromagnétiques et ferroélectriques.

Dans le premier de ces domaines l'intérêt a porté principalement sur les essais d'utilisation en hyperfréquences des faibles largeurs de raies des céramiques [1] de grenat d'yttrium récemment découvertes.

En particulier, un isolateur à absorption par résonance à faible fréquence construit pour fonctionner au-dessous de 1000 Mc/s est décrit ainsi que les principaux résultats d'une analyse théorique sur un oscillateur ferromagnétique proposée par R.V. Pound de Harvard.

Dans le second domaine l'intérêt est centré sur une évaluation des propriétés en hyperfréquences des matériaux ferroélectriques connus dans le but de leur utilisation dans des modulateurs commandés électrostatiquement, dans des déphaseurs et des atténuateurs. On donne les principaux résultats d'une étude théorique sur les modulateurs ferroélectriques accompagnés d'un exemple numérique.

Les combinaisons de matériaux ferromagnétiques et ferroélectriques, offrent d'intéressantes possibilités en hyperfréquences et on décrit brièvement un projet de dispositif à effet Faraday commandé électrostatiquement.

I - Isolateur UHF à grenat d'yttrium

On a construit un isolateur à absorption par résonance qui utilise de la céramique polycristalline de grenat d'yttrium.

La figure 1 montre sa forme géométrique. Elle consiste en une longueur de 12 inches (30 cm) d'une ligne coaxiale de 3 1/8 inches (8 cm) ayant une arête chargée diélectriquement.

Comme le champ électrique hyperfréquence est fortement concentré dans l'entrefer, on peut prendre comme approximation de la section transversale, celle d'un guide d'onde ayant un bord chargé diélectriquement (figure 2).

La fréquence de coupure pour cette forme géométrique, calculée par des méthodes de résonance transverse, est apparue être d'environ 200 Mc/s, ce qui s'accorde très bien avec la valeur mesurée.

Sur la figure 3, on montre les courbes de l'affaiblissement direct et inverse pour diverses fréquences. L'isolation pourrait être encore améliorée en augmentant le rapport de la largeur à la hauteur des plaques de grenat, qui est actuellement de 4 à 1.

La figure 4 montre la caractéristique de fréquence de l'isolateur polarisé pour résonner à 750 Mc/s.

Toutes les mesures ont été faites à de faibles niveaux de puissance.

La réalisation de l'isolateur a été rendue possible grâce à l'excellente céramique en grenat d'yttrium fournie par la coopération de C.L. Hogan et du Laboratoire de ferrites de l'Université de Harvard. La céramique 3 $(Y_2 O_3)$. 5 $(Fe_2 O_3)$ a un point de Curie de 280° C, une densité de 95 % de la théorique et une largeur de raie dans la bande *X* de 70 oersteds.

II - Oscillateur à grenat

R.V. Pound de l'Université de Harvard a proposé verbalement un oscillateur ferromagnétique à l'état solide qui pourrait fonctionner comme suit.

Un petit cristal ferrimagnétique est placé dans le champ magnétique constant minimum requis pour sa saturation. Des impulsions de champ magnétique intense sont appliquées sous un angle quelconque avec ce champ constant. Les électrons antérieurement parallèles au champ de polarisation constant s'alignent alors d'eux-mêmes sur la résultante. Si le temps de montée de l'impulsion de champ est suffisamment court, ce réalignement consistera dans la précession des électrons autour du champ résultant à la fréquence de Larmor, hélicoïdalement à une vitesse dépendant de l'amortissement. Cet amortissement sera dû à un rayonnement venant de la précession des électrons et à des pertes par chaleur. Pour pouvoir réaliser ce dispositif, le temps de montée de l'impulsion de champ magnétique doit être court devant le temps de relaxation du réseau.

Les ferrites normaux ont des temps de relaxation de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-7} s, ce qui rend cet oscillateur irréalisable. Le grenat d'yttrium par contre a des temps de relaxation de l'ordre de 10^{-7} à 10^{-6} s de sorte que le système paraît réalisable.

Une analyse a été faite pour le cas où le vecteur magnétisation du cristal ferrimagnétique est soumis à un champ magnétique de grandeur et de direction variable [3] (figure 5). En particulier, on a considéré une configuration dans laquelle il y a une composante de champ magnétique constante Hdc (figure 6a) et une composante (Hp) faisant un angle de $(\pi - \alpha)$ radians avec la première (figure 6). Hp est supposé croître linéairement à partir d'une valeur nulle jusqu'à la valeur Ho avec un temps de montée T et conserver ensuite cette valeur Ho.

Si les temps de relaxation d'affaiblissement sont grands devant T, on peut considérer que le système ne se modifie pas durant la période $(O \leqslant t \leqslant T)$. Il peut être montré [3] que l'angle du cône de précession à l'instant $t = T$ est donné approximativement par

$$\theta_T \simeq \int_{-u_o}^{T-u_o} \frac{V_o}{x^2 + V_o^2} \cos\left[\frac{\omega_\rho}{T}\int_o^x (\zeta^2 + V_o^2)^{\frac{1}{2}}\, d\zeta\right] dx \qquad (1)$$

où

$$u_o = \frac{\omega_{dc}}{\omega_\rho} T \cos\alpha$$

$$V_o = \frac{\omega_{dc}}{\omega_\rho} T \sin\alpha$$

* Texte traduit de l'anglais

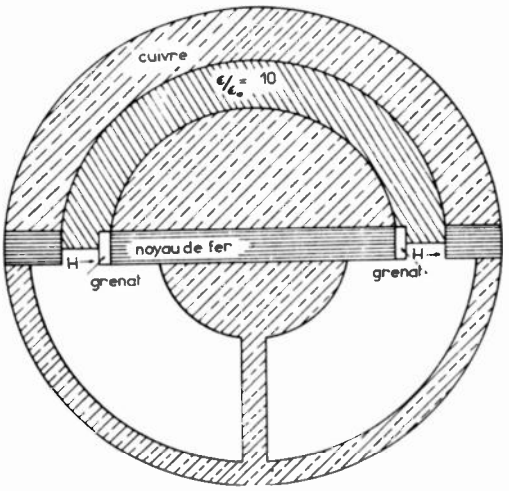


Figure 1.

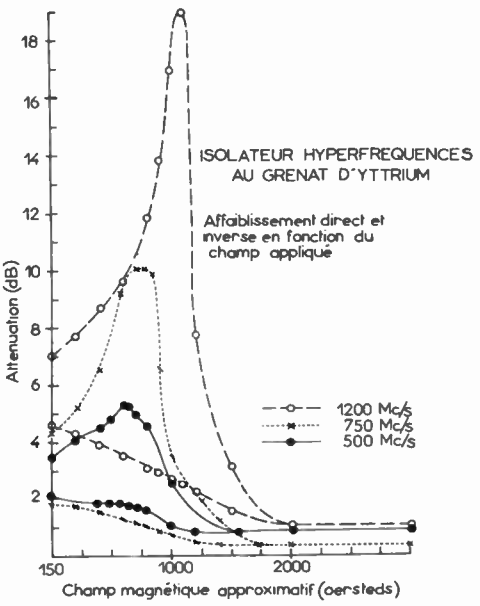


Figure 3.

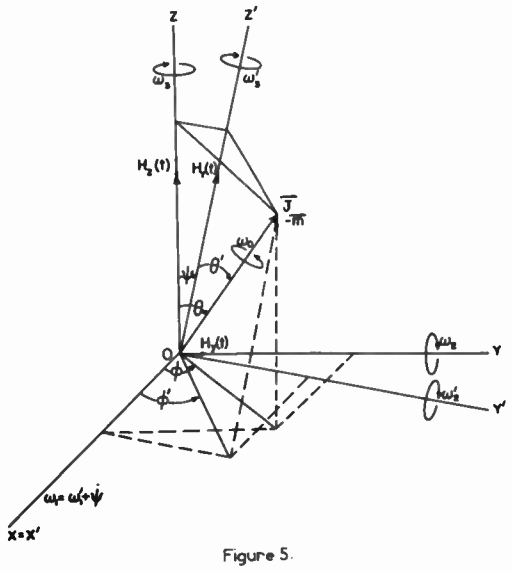


Figure 5.

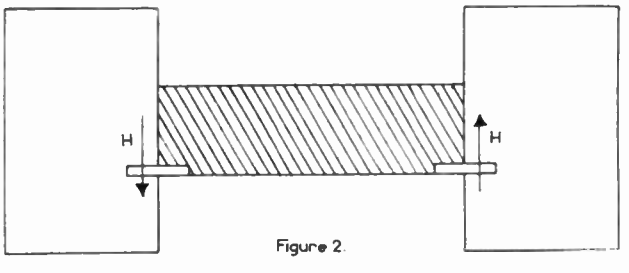


Figure 2.

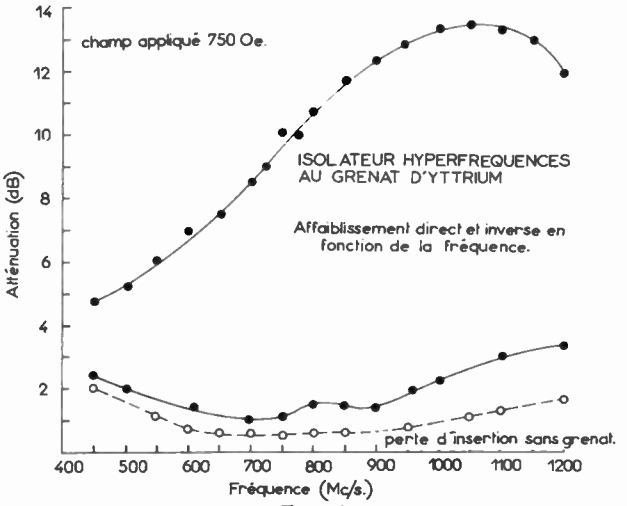


Figure 4.

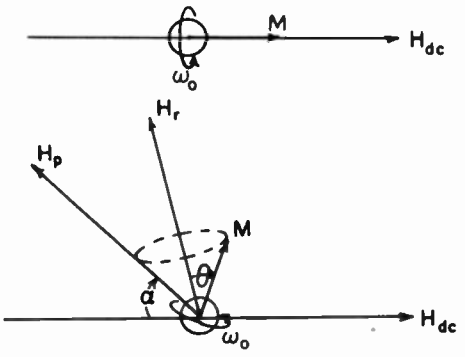


Figure 6.

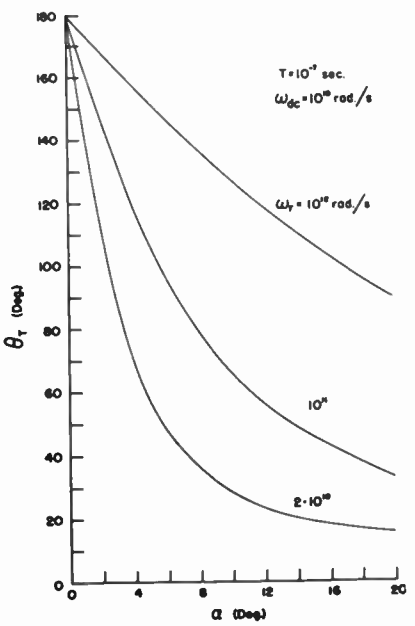


Figure 7.

$$\omega_{dc} = \frac{e}{M}\mu_o H_{dc} \qquad \omega_\rho = \frac{e}{M}\mu_o H_o$$

et $$\omega^2_r \cong \omega^2_\rho + \omega^2_{dc} - 2\,\omega_\rho\,\omega_{dc}\cos\alpha$$

(e/M est le rapport de la charge de l'électron à sa masse).

Cette intégrale est représentée sur la figure 7 en fonction de α pour différentes valeurs de ω_r pour $T = 10^{-7}$ s et $\omega_{dc} = 10^{10}$ (ce qui correspond à $H_{dc} \approx 500$ oersteds). On voit que θ_T décroît très rapidement en fonction de α. Alors il apparaît que la forme géométrique la meilleure pour les impulsions est $\alpha = 0$ et, en effet, cela est réalisé tant que l'énergie est couplée aux spins des électrons. La difficulté est que pour des valeurs de α voisines de 0 la magnétisation totale peut se disperser en plusieurs groupes de spins, la précession du vecteur magnétisation de chacun d'eux ayant une phase différente [4]. Celles des composantes de la magnétisation qui sont déphasées de 180° auront des champs d'émission qui s'annulleront exactement. Pour α exactement nul, on peut s'attendre à une émission totale nulle. Lorsque α croît, le nombre de spins déphasés décroîtra mais θ_T fera de même comme le montre la figure 7. Il apparaît que pour une valeur donnée de α, plus la température du cristal sera basse, moins il y aura de spins déphasés. Malheureusement, les temps de relaxation du réseau pour la plupart des matériaux ferrimagnétiques décroissent avec la température ce qui nécessiterait de plus faibles valeurs de T. Comme dans la plupart des problèmes pratiques, il faut faire un compromis.

On peut montrer [3] que, lorsque θ_T est petit, la puissance de crête moyenne (moyenne de l'énergie totale pendant une constante de temps) émise par les impulsions de champ magnétique (en considérant le rayonnement classique d'un dipôle magnétique) est donnée par

$$P_{\text{de crête émise}} = K\,\frac{\mu_o\, m^2}{24\,\pi\, C^3}\, N^2_{eff}\,\omega^4_r\,\theta^2_T \qquad (2)$$

où m est le magnétron de Bohr, c la vitesse de la lumière, ω_r la fréquence de rayonnement, N_{eff} (fonction de α et de la température) le nombre effectif de spins qui peuvent émettre et K la valeur du couplage de l'énergie du cristal. La puissance moyenne émise est égale à

$$\bar{P}_{\text{émise}} = \frac{\frac{r_1}{r_m}\mu_o\, m^2\, N^2_{eff}\,\omega^4_r\,\theta^2_T}{24\,\pi\, c^3 + 2\,K\,r_1\,\mu_o\, m\,\frac{e}{M}\,\omega^3_r} \qquad (3)$$

où r_1 est la constante de temps du réseau et r_m la période de répétition des impulsions.

Le rendement de transformation est défini comme le rapport de l'énergie émise à l'énergie totale couplée provenant des impulsions de champ magnétique et il est donné par

$$\eta = \frac{\frac{N_{eff}}{N_o}}{1 + \frac{r_{ro}}{r_1}\,\frac{N_o}{N_{eff}}} \qquad (4)$$

où r_{ro} est la constante de temps d'émission (en supposant que tous les spins émettent) donnée par

$$r_{ro} = \frac{12\,\pi\, c^3}{K\, N_o\,\mu_o\, m\,\frac{e}{M}\,\omega^3_r} \qquad (5)$$

Il est intéressant de noter que la puissance de crête moyenne émise est indépendante de la constante du réseau aussi longtemps que celle-ci est sensiblement plus grande que le temps de montée des impulsions du champ. Si cela n'est pas, θ_T ne peut pas être calculé à partir de l'équation (1) et il sera substantiellement moindre. On doit indiquer qu'une forme d'instabilité est inhérente à ce système lorsque α est petit, à savoir que la puissance perdue en chaleur augmente la température ce qui diminue le rendement et augmente la perte de puissance. Si la vitesse de répétition des impulsions est trop grande, le cristal passera finalement au-dessus de son point de Curie et toute la puissance de sortie sera perdue. Le cristal peut même être détruit. Si on fait α grand, cet effet n'apparaîtra pas mais la puissance de sortie sera faible.

Plusieurs méthodes de fonctionnement peuvent être utilisées, elles seront étudiées ailleurs.

Résultats numériques

Pour un cristal de grenat d'yttrium de 1 mm³ ($4\pi M \simeq 1600$ gauss) avec une largeur de raie de 5 oersteds, $N_o \simeq 10^{18}$ et $r_1 \simeq 1/7\ 10^{-6}$ s. Pour une pulsation $\omega_r = 10^{11}$ rad/s la constante de temps d'émission est (pour une valeur supposée de $\omega_{dc} = 10^{10}$ rad/s), $r_{ro} \simeq 5.10^{-7}$ s. Si le cristal émet en espace libre $K = 1$. Pour $\alpha = 18°$ et un temps de montée T égal à 10^{-7} s, θ_T sera approximativement $\pi/10$ radian. A la température ambiante (300° K) le rapport N_{eff}/N_o peut être aussi faible que 1/2.

Dans cet exemple la puissance de crête moyenne émise est d'environ 1/8 W. La constante de temps de descente

$$\left(\frac{2\,r_{ro}\,r_1}{2\,r_{ro} + r_1}\right)$$

est approximativement 1/8 μs, et le rendement est d'approximativement 7 %.

Pour un cristal dix fois plus grand la puissance de crête moyenne émise est d'environ 12,5 W, la constante de temps de descente 0,06 μs et le rendement 30 %.

III - Modulateur ferroélectrique

La variation de fréquence d'ondes électromagnétiques monochromatiques passant à travers des diélectriques variant avec le temps a été étudiée d'une façon détaillée.

La forme géométrique étudiée est représentée sur la figure 8. Le matériau ferroélectrique (sous l'influence d'une tension extérieure) s'étend de $Z = 0$ à $Z = L$ et est supposé homogène d'un bout à l'autre. Une onde passant à travers le modulateur est donnée par

$$E = E_o \sin\left[\omega_c\left(t - \int\frac{dz}{V(t)}\right)\right] \qquad (6)$$

où ω_c correspond à la fréquence porteuse et V est la vitesse de propagation du milieu. La fréquence instantanée de l'onde sortante est donnée simplement par

$$\omega(t) = \omega_c\left(1 - \frac{dT}{dt}\right) \qquad (7)$$

où $$T = \int\frac{dz}{V(t)}$$

est le temps de transit du front de l'onde.

Si T est petit devant la période de modulation de $V(t)$, alors on peut donner comme approximation de l'équation (7)

$$\omega(t) \simeq \omega_c\left(1 + \frac{L}{V^2}\,\frac{dV}{dt}\right) \qquad (8)$$

Supposons que le matériau ferroélectrique soit caractérisé par $\mu = \mu_o$ et $\epsilon = K\,\epsilon_o\,(1 + b\sin\omega_m t)$. La vitesse de propagation est donnée par

$$V(t) = \frac{V_o}{\sqrt{1 + b\sin\omega_m t}} \qquad V_o = \frac{1}{\sqrt{K\,\mu_o\,\epsilon_o}}\ ;$$

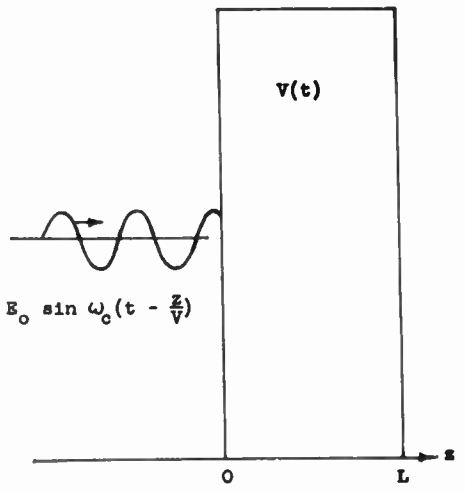
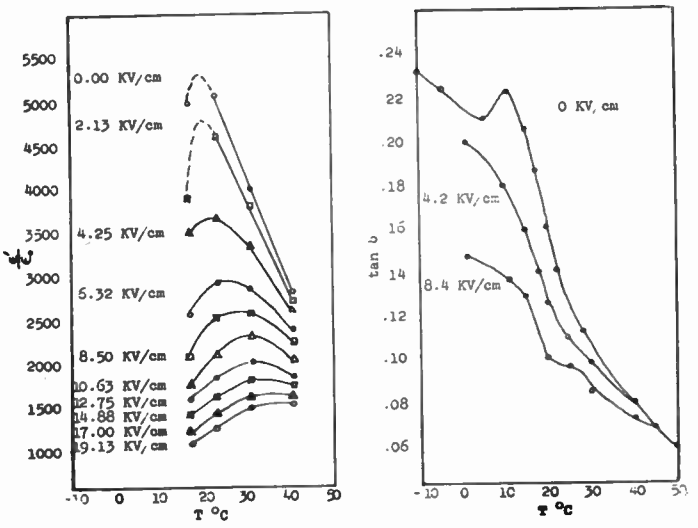


Figure 8.



Température et champ électrique en fonction de la constante diélectrique à 3000 MHz pour 73 % de Ba Ti O_3 et 20 % de Sr Ti O_3.

Température et champ électrique en fonction de la tangente de perte à 3000 MHz pour 73 % de Ba Ti O_3. d'après Rubin et Davis.

Figure 9

L'équation (6) devient

$$\omega(t) \simeq \omega_c \left[1 - \frac{bL}{2V_o} \frac{\omega_m \cos \omega_m t}{\sqrt{1 + b \sin \omega_m t}} \right] \qquad (9)$$

Si $b \ll 1$ il en résulte une modulation de phase presque linéaire avec

$$\omega_d = \frac{b \omega_m \omega_c L}{V_o} \qquad (10a)$$

$$\theta_d = \frac{b \omega_c L}{V_o} \qquad (10b)$$

Davis et Rubin ont publié des données sur des céramiques Sr Ti O_3 - Ba Ti O_3 (27 % de Sr Ti O_3) à 3000 Mc/s, qui sont résumées sur la figure 9. Supposant une charge linéaire de K' avec l'intensité du champ, il est évident qu'une polarisation continue de 5 kV/cm en série avec une tension alternative de 10 kV/cm crête à crête produira une permittivité donnée par $\epsilon = 3000\ \epsilon_o\ (1 + 1/3 \sin \omega_m t)$ et une tangente de perte d'approximativement 0,1.

Cela produira à 3000 Mc/s une déviation de phase égale à

$$\theta_d \simeq 10\ L \text{ radians}$$

où L est en cm. Pour $\theta_d = 2{,}4$, la porteuse disparaît du spectre comme cela est bien connu. La valeur de L requise est 2 mm et la perte correspondante est 3 dB ce qui est grand mais pas nécessairement prohibitif.

IV - Dispositif à effet Faraday commandé électrostatiquement

L'angle de rotation de Faraday, qu'acquiert une onde polarisée linéairement en passant à travers une longueur l de milieu gyromagnétique magnétisé linéairement, est donnée par

$$\theta = \frac{\omega \sqrt{\epsilon}}{2} (\sqrt{\mu + K} - \sqrt{\mu - K})\ l \qquad (11)$$

Si une polarisation magnétique constante est utilisée, le terme différence $(\sqrt{\mu+K} - \sqrt{\mu-K})$ ne sera pas nul et θ aura une valeur constante. Si le milieu est aussi ferroélectrique, alors un champ électrique variable superposé rendra ϵ, et par là θ, variable. Une telle «combinaison» de diélectriques peut être obtenue en noyant une petite sphère ferromagnétique dans une base ferroélectrique ou vice-versa. On peut aussi utiliser des couches alternées de ces deux types de matériaux.

Les pertes en hyperfréquences seront probablement le facteur limitatif.

Il semblerait impératif que les matériaux ferroélectriques existants, en particulier ceux récemment découverts, voient leurs propriétés en hyperfréquences examinés avec soin dans l'espoir de pouvoir obtenir des pertes plus faibles. De nombreuses recherches de base sont actuellement nécessaires.

Remerciements

L'auteur exprime sa reconnaissance aux critiques intéressantes et constructives du Professeur C.L. Hogan de L'Université de Harvard au sujet des sections I et II et au Professeur L.J. Chu de l'Institut de Technologie du Massachusetts quant à la section III.

Le calcul de l'équation intégrale (1) a été exécuté par Mrs M.R. Hoes et les figures ont été faites par Mrs Hoes et Mr J. Romanow, tous les deux du AFCRC.

Bibliographie.

1 - F. Bertaut et F. Forrat, «The Structure of Ferrimagnetic Ferrites of Rare Earth», *Comptes rendus, 242*, janvier 1956; p. 382.

J.F. Dillon, Jr., «Ferrimagnetic Resonance in Yttrium Iron Garnet», *Phys. Rev.* 105, janvier 1957; p. 759.

G.P. Rodrique et W.P. Wolf, «The Preparation of Polycristalline Ferrimagnetic Garnet Materials for Microwave Applications», Scientific Report n° 9, Cruft Laboratory, Harvard University, 15 juillet 1957.

2 - F.R. Morgenthaler et D.L. Fye, «Yttrium Garnet UHF Isolator», à publier.

3 - F.R. Morgenthaler, «Microwave Radiation from Ferrimagnetically Coupled Electron Spins», à publier.

4 - Indiqué pour la première fois à l'auteur par C.L. Hogan au cours d'une conversation privée.

5 - F.R. Morgenthaler, «Velocity Modulation of Electromagnetic Waves», SM Thesis M.I.T., juin 1956.

6 - Davis, L., Jr. et Rubin, L.G., «Journal of Applied Physics», Vol. 24, n° 9, p. 1194, septembre 1953.

Circuits de modulation en hyperfréquence

MÉLANGEURS HAUT ET BAS-NIVEAU
POUR FAISCEAU HERTZIEN

RADIO-LINK
HIGH AND LOW-LEVEL MIXERS

R. BERGÈRE
L.M.T. Boulogne-Billancourt (France)

Dans un répéteur classique pour faisceau hertzien utilisé dans la bande allouée 3800 - 4200 Mc/s pour transmettre un signal de télévision ou un signal multiplex téléphonique on trouve trois hybrides mélangeurs destinés à réaliser un changement de fréquence sur une onde modulée ou non en fréquence.

1° - l'hybride mélangeur d'entrée qui doit réaliser la transposition autour de 70 Mc/s d'un signal dont le spectre peut s'étendre sur 20 à 30 Mc/s autour d'une porteuse à 4000 Mc/s. Cet hybride reçoit un signal de puissance 10^{-6} à 10^{-7} watts environ et un hétérodyne de puissance 10^{-3} watts environ. Il doit être aussi bien adapté que possible côté signal sur une bande assez large pour éviter les chemins multiples sur le feeder d'arrivée surtout, si on ne prévoit pas d'isolateur en ferrite avant. Combiné avec le préamplificateur MF sur lequel il débite, il doit enfin avoir un facteur de bruit aussi faible que possible.

2° - l'autre hybride mélangeur à bande large est celui qui retranspose autour de la fréquence SHF d'émission le signal qui vient d'être amplifié dans la chaîne à 70 Mc/s. Il reçoit plusieurs centaines de milliwatts à la fréquence oscillateur local et doit restituer plusieurs dizaines de milliwatts à la fréquence du signal d'émission.

3° - Enfin, un hybride à bande étroite transpose quelques dizaines de milliwatts à la fréquence hétérodyne d'émission en quelques milliwatts à la fréquence hétérodyne de réception, ces deux fréquences étant séparées de 213 Mc/s, fréquence produite par un oscillateur à quartz, Cet hybride de transposition de la fréquence hétérodyne et l'hybride haut niveau de sortie ont la même structure en guide d'onde.

1. HYBRIDE MELANGEUR DE SORTIE

1.1. Description

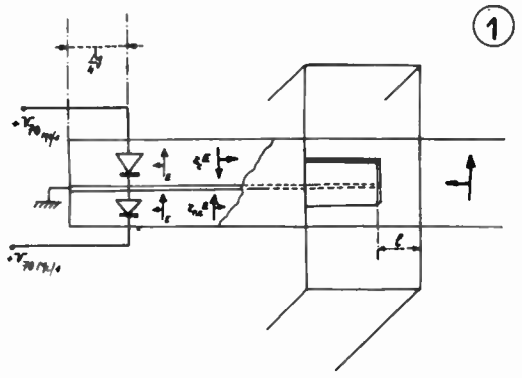
C'est un hybride de forme compacte monté dans un élément de guide n° 6 divisé en deux demi-guides en série l'un sur l'autre par une cloison mince parallèle au grand côté du guide (Fig. 1). Cet élément de guide est fermé par une paroi de court-circuit. A $\lambda g/4$ en avant de cette paroi on dispose deux cristaux montés en opposition de phase par rapport à la masse générale du guide. Ces cristaux sont alimentés en phase par l'amplificateur MF de puissance. Donc, à un instant donné, l'onde MF de polarisation met l'un de ces cristaux dans l'état conducteur et l'autre dans l'état non-conducteur. (La contribution de l'onde incidente SHF est négligeable pour la détermination de l'état des cristaux devant la contribution de la puissance de polarisation à la fréquence MF).

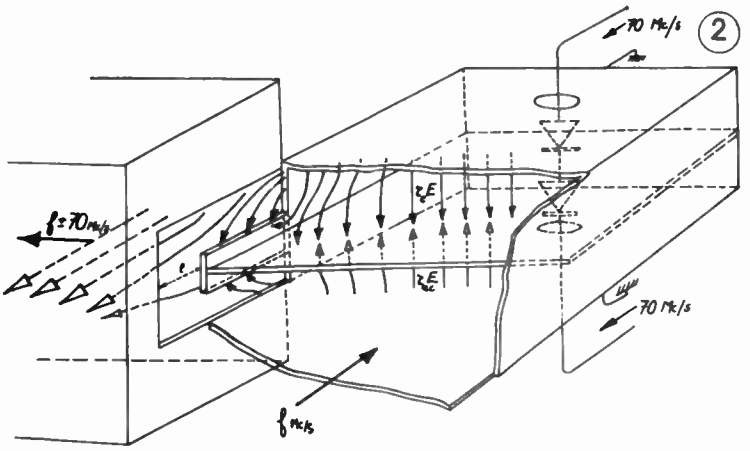
Une onde TE_{01} produite par le klystron oscillateur local arrive, après traversée d'un isolateur à ferrite de découplage, sur l'entrée de l'hybride en guide n° 6, se divise pour donner dans les deux demi-guides en série deux ondes TE_{01} en phase. A l'instant t_0 le cristal rendu conducteur par la MF présente vis-à-vis de l'onde incidente à la fréquence f_{OL} un coefficient de réflexion r_c. Il renvoie donc une onde $r_c E$. L'autre cristal, non conducteur, présente un coefficient de réflexion r_{nc} et renvoie une onde $r_{nc}E$. Il se trouve que ces deux ondes réfléchies r_cE et $r_{nc}E$ sont à peu près en opposition de phase ; elles se combinent donc pour rayonner, par la fenêtre latérale convenablement accordée, dans le guide de sortie d'axe perpendiculaire à l'axe de l'hybride et de petit côté perpendiculaire au petit côté de l'hybride. Cette combinaison sur la fenêtre latérale des ondes r_cE et $r_{nc}E$ est schématisée sur la figure 2.

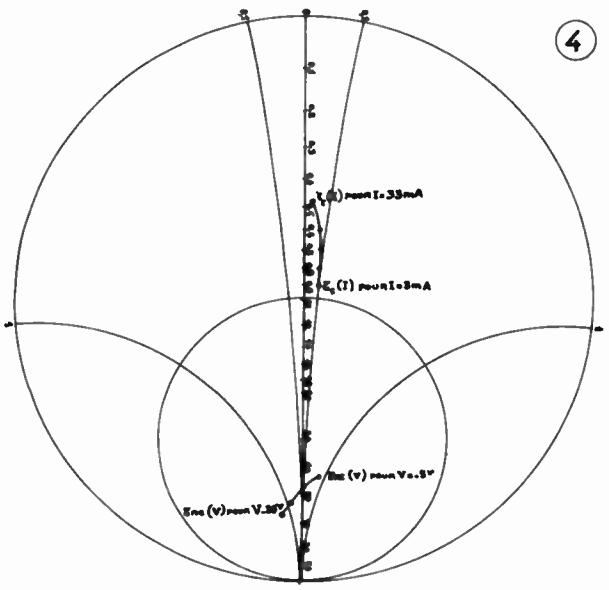
La longueur « l » varie de 7,5 mm pour la bande 3800 - 4000 Mc/s à 9,5 mm pour la bande 4000 - 4200 Mc/s.

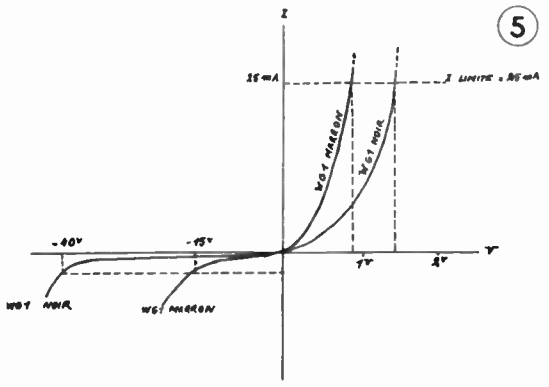
On voit sur la figure 3 comment les cristaux sont montés dans le guide. Il s'agit de cristaux Westinghouse de la série WG pouvant se visser en série l'un sur l'autre, leur point de jonction étant métalliquement relié à la cloison médiane du guide. Ils sont maintenus en place et alimentés par une structure coaxiale qui, compte tenu de l'isolant en téflon utilisé, ramène pour l'onde SHF incidente un court-circuit dans le plan des grands côtés du guide.

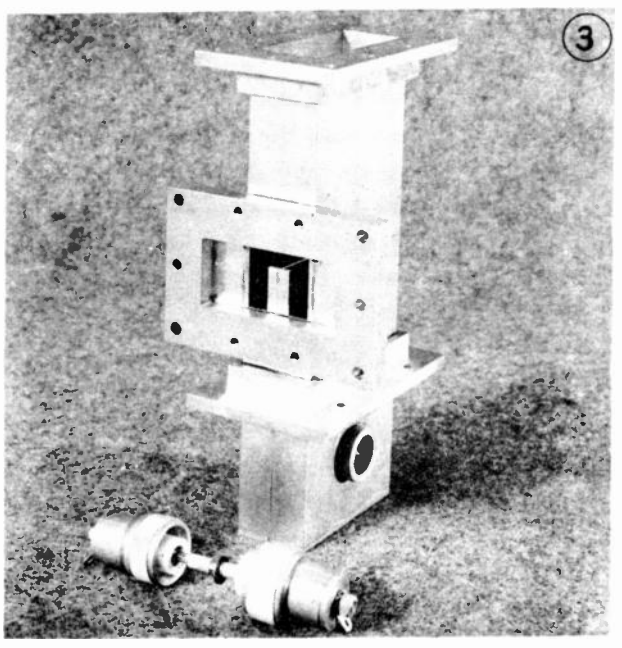
Le châssis amplificateur MF de puissance est monté directement sur l'hybride mélangeur. Une pentode PTT 243 pilote deux QQE 03 12 de sortie qui débite en phase sur les deux cristaux.

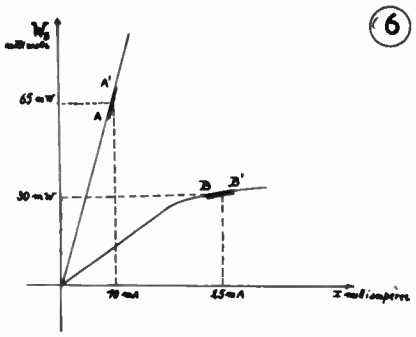












1.2. Analyse du circuit mélangeur

- Soit $r_c(I)$ le coefficient de réflexion, vis-à-vis de l'onde SHF incidente, du cristal rendu conducteur par le courant direct I qui est supposé le traverser de façon permanente :

$$r_c(I) = \rho_c e^{i\phi_c}$$

- Soit $r_{nc}(V)$ le coefficient de réflexion du cristal bloqué dans l'état non conducteur par la tension inverse V :

$$r_{nc}(V) = \rho_{nc} e^{i\phi_{nc}}$$

- Soit $E \cos \omega t$ l'onde incidente dans chaque demi-guide, sur chacun des cristaux. Les deux ondes réfléchies dans les deux demi-guides, sont respectivement :

$$\rho_c E \cos(\omega t + \phi_c)$$
$$\rho_{nc} E \cos(\omega t + \phi_{nc})$$

Le calcul se conduit alors de façon classique en posant :

$$\rho_c E \cos(\omega t + \phi_c) = E_1 + E_2 \text{ et } \rho_{nc} \cos(\omega t + \phi_{nc}) = E_1 - E_2$$

Or ce sont les composantes en opposition de phase « E_2 » qui, par suite de la structure de la jonction hybride, vont être extraites par le guide de sortie. On va donc envoyer dans le guide de sortie, l'onde

$$E_s = \frac{1}{2} [\rho_c E \cos(\omega t + \phi_c) - \rho_{nc} E \cos(\omega t + \phi_{nc})]$$

L'hypothèse que font alors H. Grayson et T.S. Mac Leod (1) pour continuer le calcul est la suivante : on suppose que l'onde MF envoyée sur les cristaux a une amplitude suffisante pour commuter directement l'impédance du cristal de sa valeur correspondant à l'état conducteur à sa valeur correspondant à l'état non conducteur. Autrement dit, l'impédance du cristal en fonction du temps est représentée par une onde carrée de période égale à la période MF, qu'on peut donc représenter par son développement en série de Fourier. En appelant Ω la fréquence angulaire de l'onde MF, l'onde E_s envoyée dans le guide de sortie s'écrit :

$$E_s = \frac{E}{2} [\rho_c \cos(\omega t + \phi_c) - \rho_{nc} \cos(\omega t + \phi_{nc})]$$
$$[\frac{4}{\pi} \cos \Omega t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\Omega t + ...]$$

Or ce guide de sortie est chargé directement ou par l'intermédiaire d'un isolateur à ferrite, sur un filtre passe-bande laissant passer la première bande latérale $\omega - \Omega$. L'onde ainsi extraite du filtre s'écrit :

$$E_{s1} = |E_{s1}| \cdot \cos [(\omega - \Omega)t + \phi_{s1}]$$

son amplitude est :

$$|E_{s1}| = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot |\rho_c e^{j\phi_c} - \rho_{nc} e^{j\phi_{nc}}| = \frac{E}{\pi} |\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$$

$$|E_{s1}| = \frac{E}{\pi} \sqrt{\rho_c^2 + \rho_{nc}^2 - 2\rho_c \rho_{nc} \cos(\phi_c - \phi_{nc})}$$

La perte de conversion du mélangeur s'écrit donc :

$$L = |\frac{E_{s1}}{E}| = \frac{1}{\pi} |\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$$

La perte de conversion L du mélangeur est donc d'autant meilleure que la différence vectorielle $|\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$ est plus grande. Autrement dit, sur un diagramme de Smith où la distance au centre du point représentatif de l'impédance du cristal est précisément égale à ρ, la perte de conversion sera d'autant plus faible que r_c et r_{nc} correspondront à deux points plus proches des deux points idéaux, qui seraient deux points diamètralement opposés. Si les points représentatifs de l'impédance du cristal conducteur et de l'impédance du cristal non conducteur correspondent à deux points diamètralement opposés, soit par exemple $r_c = 1$ et $r_{nc} = -1$, on a alors :

$$|\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}| = 2$$

L'amplitude de la bande latérale désirée est alors maximum et égale à $2/\pi$. La perte de conversion du mélangeur est alors minimum et égale à 4 dB.

Le problème va donc être d'étudier :

1° - un circuit en guide d'onde, muni éventuellement de transformateurs d'impédances ;

2° - de choisir les cristaux les plus convenables ;

3° - de déterminer le pilotage MF optimum de façon à minimiser la perte de conversion où ce qui revient au même comme on vient de le voir, d'augmenter sur le diagramme de Smith le module du vecteur

$$|\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$$

1.3. Influence de la puissance MF

Le relevé suivant a été fait avec des cristaux Westinghouse WG 52. On place un cristal, polarisé dans le sens direct par un courant continu I ou bloqué dans le sens inverse par une tension continue V, dans l'un des demi-guides. Dans l'autre demi-guide on place une charge adaptée. L'impédance du guide principal étant Z_c celle du demi-guide ainsi adapté est 0,5 Z_c. Compte tenu de cette impédance 0,5 Z_c, le cristal présente un coefficient de réflexion r_c *(I)* ou r_{nc} *(V)* qui, sur un abaque de Smith ramené à l'impédance 0,5 Z_c du demi-guide, se positionne comme indiqué sur la figure 4.

On voit que $|\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$ croît sensiblement quand le courant I direct augmente et quand la tension inverse de blocage V augmente. Un pilotage MF énergique des cristaux diminuera donc la perte de conversion SHF-SHF.

1.4. Influence du choix des cristaux

Les paramètres suivants du cristal sont à considérer :

- réponse en fréquence du cristal
- caractéristique directe du cristal
- tension inverse maximum supportable

Les essais faits avec différents cristaux sont résumés dans le tableau ci-dessous :

(W_s = puissance de la bande latérale utile extraite sans précautions particulières, à puissance MF de pilotage constante et à puissance *OL* incidente constante).

Type de cristal	*WG 2 rouge*	*WG 2 bleu*	*WG 2 vert*	*WG 1 marron*	*WG 1 noir*
Fréquence maximum	10.000 Mc/s	1.000 Mc/s	600 Mc/s	250 Mc/s	250 Mc/s
I_d pour V_d = 0,5 V	8 mA	4 mA	3 mA	2 mA	1 mA
Tension inverse maximum	1 V	2 V	5 V	20 V	50 V
W_s	15 mW	25 mW	40 mW	50 mW	40 mW

Les cristaux WG 52 ne figurent pas dans le tableau ci-dessus car n'étant pas présentés sous la forme de cartouche des cristaux de la série WG 1 ou 2, ils ont dû être essayés avec une monture différente et n'ont délivré qu'une puissance de 25 mW.

Les meilleures performances sont obtenues avec les cristaux WG 1 marrons. Ceci prouve que :

1° - bien que l'on considère l'impédance du cristal vis-à-vis de l'onde incidente à 4.000 Mc/s, le cristal n'a absolument pas besoin de répondre à cette fréquence SHF. Il doit simplement pouvoir commuter à la fréquence MF (70 Mc/s dans le mélangeur de sortie et 213 Mc/s dans le mélangeur de transposition).

2° - L'important est que le cristal puisse supporter les fortes tensions inverses qu'on a été amené à mettre en jeu d'après 1.3. en augmentant la puissance MF de pilotage, et cela sans qu'on soit amené à dépasser la tension inverse maximum au delà de laquelle la résistance inverse du cristal diminue. Alors le point r_{nc} *(V)* sur l'abaque de Smith au lieu de s'éloigner du point r_c *(I)* s'en rapprocherait, diminuant ainsi la longueur $|\vec{r_c} - \vec{r_{nc}}|$ et détériorant par conséquent la perte de conversion.

3° - Quand la tension crête MF qu'on applique est inférieure à la tension inverse maximum supportable par le cristal, celui-ci est d'autant meilleur que sa caractéristique statique directe $I_d = f(V_d)$ monte plus vite. C'est ce qui explique que des cristaux WG 1 marrons et WG 1 noirs,

ayant tous deux des tensions inverses suffisantes, les cristaux WG 1 marrons délivrent une puissance plus grande (Fig. 5). On retrouve bien le résultat donné par P.D. Strum, (2), suivant lequel on a intérêt d'une façon générale pour minimiser la perte de conversion à utiliser des cristaux dont la caractéristique directe s'écrive

$$I_d = k V_d^n$$

avec n aussi grand que possible. Or la caractéristique directe du cristal WG 1 marron est $I_d = k_1 V_d^4$ alors qu'on a seulement $I_d \neq k_2 V_d^3$ pour la caractéristique directe d'un cristal WG 1 noir.

1.5. Role d'un réseau transformateur d'impédance

On peut ajouter en avant des cristaux, dans les deux demi-guides, des susceptances ajustées de façon qu'on voit dans l'entrée des demi-guides, qui est à peu près le plan de symétrie du guide de sortie, r'_c et r'_{nc} aussi diamètralement opposés que possible sur un abaque de Smith. Ceci a été fait dans l'hybride de transposition de la fréquence hétérodyne. Un transformateur d'impédance à vis, à bande assez étroite a permis d'augmenter $|\overrightarrow{r'_c} - \overrightarrow{r'_{nc}}|$ et d'extraire quelques milliwatts avec une perte de conversion SHF-SHF inférieure à 8 dB.

1.6. Cas particulier du mélangeur émission à large bande

Le mélangeur est chargé sur un filtre passe-bande laissant passer la première bande latérale ($\omega - \Omega$). On place ce filtre à une distance telle qu'il renvoie avec la phase convenable la première bande latérale supérieure ($\omega + \Omega$), qui revient battre sur les cristaux avec l'harmonique 2 ω de la fréquence oscillateur local pour redonner une onde ($\omega - \Omega$) en phase avec l'onde ($\omega - \Omega$) directement produite. On amène ainsi la perte de conversion à la valeur de 11 dB pour un niveau oscillateur local maximum de 800 mW et une puissance de sortie à la fréquence désirée ($\omega - \Omega$) égale à 60 ou 70 mW dans une bande de 35 Mc/s, qui est la bande du filtre de sortie.

NB. 1 Ce renvoi de la bande latérale supérieure s'accompagne d'un léger basculement de 0,5 dB environ de la courbe W_s *(f)*. On évite ce léger basculement en insérant entre la sortie du mélangeur et le filtre un isolateur à ferrite qui absorbe la bande latérale indésirée ($\omega + \Omega$) à son renvoi par le filtre. On a alors une courbe W_s *(f)* plate dans la bande à un niveau supérieur à 50 mW pour la même puissance *OL* de 800 mW.

NB. 2 Cette puissance extraite supérieure à 60 mW est obtenue pour un courant redressé moyen de 10 mA dans les cristaux qui travaillent donc très en dessous du courant moyen admissible qui est de 25 mA ; on assure ainsi une bonne durée de vie aux cristaux. La perte de conversion SHF-SHF est optimisée par le choix de la résistance de fermeture du circuit continu du cristal (Rf = 680 ohms). Cette résistance polarise le cristal à - 6 volts et limite le courant redressé moyen à une valeur très inférieure à la valeur 25 mA permise.

1.7. Caractéristique de limitation

Cette valeur 10 mA du courant redressé moyen a également pour conséquence qu'on ne travaille plus dans ce qu'on pourrait appeler la «plage de limitation» du mélangeur.

Sur l'abaque de Smith de la Fig. 4 tracé pour des cristaux WG 52, le point représentatif r_c *(1)* s'éloigne du centre d'une même quantité dr quand I croît de 15 à 20 mA que lorsque I croît de 20 à 33 mA. Or pour une puissance *OL* constante on a :

$$\frac{d|r_c|}{dI} = -\frac{dL}{dI} = \frac{dW_{sortie}}{dI}$$

Il s'agit donc d'une espèce de saturation du coefficient de réflexion présentée par le cristal à l'onde SHF en fonction du courant direct qui le traverse. Si l'on trace la courbe puissance de sortie W_s en fonction du courant moyen redressé (Fig. 6) on voit qu'avec les cristaux WG 52 on travaille dans la zone de saturation BB' (W_s = 30 mW, I_m = 25 mA). Avec des cristaux WG 1 marrons, la plage de travail AA' correspond à I_m = 10 mA et se trouve encore dans la zone approximativement linéaire.

1.8. Non-linéarité de la perte de conversion

Enfin, la perte de conversion d'un tel hybride mélangeur varie avec le niveau incident de l'onde à la fréquence *OL*, c'est-à-dire par conséquent aussi avec le niveau de puissance utile qu'on extrait, La perte de conversion croît aussi de 8 à 11 dB pour une puissance de sortie passant de quelques milliwatts à 60 ou 70 milliwatts.

2. MELANGEUR D'ENTREE A BAS-NIVEAU

2.1. Description

On voit sur la figure 7 la structure choisie pour ce mélangeur d'entrée :

- la tige en croix sur laquelle vient s'insérer le cristal monté par le petit côté du guide ;
- les deux vis de réglage de l'adaptation en face des terminaisons de la croix ci-dessus ;
- la troisième vis de réglage perpendiculaire au grand côté du guide ;
- la sortie coaxiale sur le grand côté du guide avec choke pour l'onde à 4.000 Mc/s ;
- la tige coaxiale rigide prolongeant la sortie coaxiale choke et sur laquelle vient s'enficher l'entrée de l'amplificateur MF à préamplificateur incorporé centré sur 70 Mc/s.

Ce mélangeur d'entrée est monté entre deux cales de reglage de la fréquence image. Cet ensemble est alimenté d'un côté par le filtre à bande étroite (3 Mc/s) amenant l'onde à la fréquence hétérodyne de puissance 1 mW environ ; de l'autre par le filtre à bande large (38 Mc/s) amenant le signal au niveau de 10^{-7} watts environ.

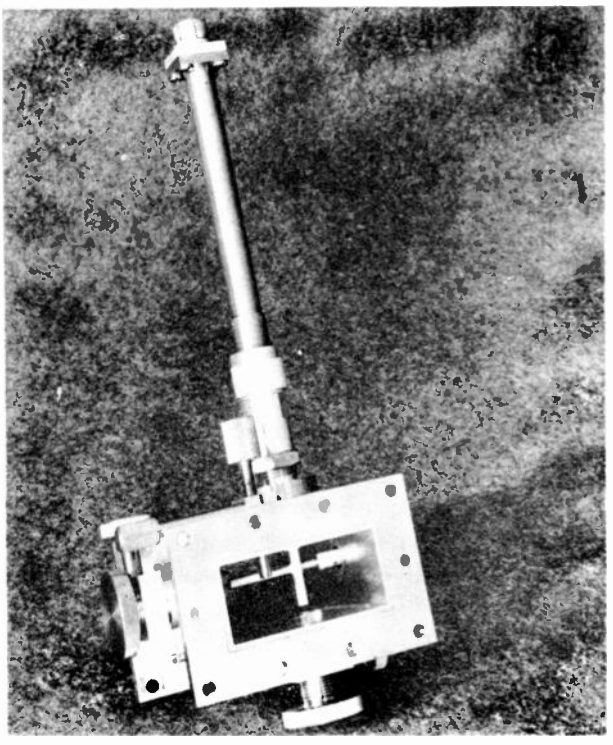


Figure 7. - Mélangeur de réception.

2.2. Adaptation

Avec les trois paramètres de réglage dont on dispose, le type de cristal étant fixe ainsi que le courant continu de polarisation impose au cristal par le niveau de l'onde hétérodyne incidente, on obtient facilement un T.O.S. < 1,15 dans 15 Mc/s.

L'insertion avant le filtre passe-bande d'un isolateur à ferrite (0,7 dB - 20 dB) permet de garantir une adaptation de l'ordre de 1,05 dans 15 Mc/s sans avoir à faire de mesure d'adaptation, les réglages ci-dessus servant uniquement à faire un réglage au maximum de puissance MF.

2.3. Impédance MF

L'impédance de sortie présentée côté MF par ce mélangeur reste constante et égale à 220 ohms pour un cristal 1 N 23 C parcouru par un courant redressé moyen variable entre 0,5 et 1,5 mA. Elle est également de 220 ohms pour un cristal 1 N 23 E parcouru par un courant moyen variant de 0,5 à 1 mA.

2.4. Facteur de bruit

On utilise ce mélangeur chargé sur un amplificateur MF à préamplificateur incorporé (2 triodes 6 J 4 grilles à la masse) dont le facteur de bruit propre est 6 dB. Ce facteur de bruit MF assez élevé s'explique par le fait qu'il s'agit d'un amplificateur à large bande (38 Mc/s à 1 dB) : pour obtenir cette bande, le couplage entre les deux premières 6 J 4 est assez faible, le gain G du premier étage est faible, la deuxième triode 6 J 4 contribue très notablement au bruit de l'ensemble, comme on le voit d'après la formule

$$F_{MF} = F_1 + \frac{F_2}{G\text{-}1}$$

Les facteurs de bruit globaux obtenus sont alors fonction :

a) *du type de cristal*

On a choisi des cristaux de la série 1 N 23 et non pas de la série 1 N 21, bien que les performances intrinsèques des 1 N 23 soit très légèrement inférieure (0,3 à 0,5 dB en plus sur la perte de conversion et quelques dixièmes d'unité en plus sur la température de bruit). En effet à 4.000 Mc/s les 1 N 21 prévus normalement pour 3.000 Mc/s sont, certains échantillons de moins, à leur limite de fréquence d'où des variations vraiment trop erratiques du facteur de bruit lors de changements de cristaux.

b) *des caractéristiques du cristal*

On observe une amélioration sensible du facteur de bruit lorsqu'on passe du 1N 23C au 1 N 23 D et enfin au 1 N 23 E tous ces cristaux géométriquement semblables pouvant être essayés dans la même monture de cristal, la seule précaution à respecter étant dans le niveau maximum de puissance hétérodyne que chaque type peut recevoir.

c) Enfin, le cristal est parcouru par un courant redressé moyen variable suivant la puissance de l'hétérodyne, courant continu qui se ferme dans une résistance d'autopolarisation du cristal. On retrouve là encore pour le facteur de bruit, le compromis pour la valeur optimum du courant cristal entre les influences contraires de ce courant sur la perte de conversion et sur la température de bruit.

Les résultats obtenus sont les suivants :

1 N 23 C :

I moyen = 1,5 mA dans R = 120 F global = 12,2 à 12,5 dB

1 N 23 D :

I moyen = un peu plus de 1 mA dans 47 F global = 11,7 à 11,8 dB

1 N 23 E :

I moyen = 0,8 mA dans 10 F global = 11 dB

On gagne donc 0,6 à 0,7 dB en passant du C au D et du D au E.

Les chiffres obtenus ci-dessus coïncident bien avec les caractéristiques des cristaux. Par exemple, pour le cristal Sylvania 1 N 23 C, le constructeur donne ;

- perte de conversion maximum : $L \leqslant 6\ dB$
- rapport de température de bruit : 2

On a :

$$F_{MF} = 6\ dB$$

L'application de la formule

$$F_{total} = L\,(F_{MF} + t\text{-}1)$$

donne $F_{total} < 13\,dB$, ce qui correspond bien à la valeur mesurée.

2.5. Facteur de bruit et fréquence image (3)

Les valeurs ci-dessus du facteur de bruit sont obtenues pour le montage dans lequel le mélangeur et les filtres qui l'encadrent sont insérés entre deux cales lisses destinées à renvoyer avec la phase convenable la fréquence image $f_i = f_{OL} + 70$ Mc/s dans le cas où la fréquence signal est $f_s = f_{OL} - 70$ Mc/s. Cette fréquence image est produite sur le cristal par battement du signal avec l'harmonique 2 de l'hétérodyne. Si l'on considère le cas de la cale lisse insérée entre le mélangeur et le filtre signal quand sa longueur e varie on ne perturbe pas l'adaptation côté signal de l'ensemble mélangeur charge sur le filtre OL. Mais, en faisant varier cette longueur e, donc la phase de la fréquence image renvoyée, on obtient une distribution sinusoïdale $f(e)$ pour le facteur de bruit de période égale à $\lambda g/2$ pour la fréquence image. Les minima de cette sinusoïde correspondent aux valeurs indiquées plus haut F = 12 dB pour le cristal 1 N 23 C et F = 11 dB pour le cristal 1 N 23 E.

BIBLIOGRAPHIE

(1) H. Grayson et T.S. Mac Leod - Circuit techniques in frequency modulated microwave link - PIEE Sept. 1952

(2) P.D. Sturm : «Some aspects of crystal mixers performances» PIRE July 1953

(3) Corke and Ephgrave : «A 4.000 Mc/s radio system» Post Office electrical engineer's journal - July 1957

(4) Torrey «Crystals Rectifiers» - MIT series n° 15

MODULATION EN AMPLITUDE A L'AIDE D'UN KLYSTRON-REFLEX DE L'ÉNERGIE HYPERFRÉQUENCE TRANSMISE SUR UN GUIDE D'ONDE

AMPLITUDE-MODULATION OF THE MICROWAVE ENERGY CONVEYED BY A WAVEGUIDE BY MEANS OF A REFLEX-KYSTRON

R. METIVIER & P. AUDOIN
C.F.T.H. Paris (France)

1. Introduction

Cet exposé résume des résultats expérimentaux obtenus lors d'études de laboratoire. Dans le cours de ces études, nous avons eu besoin de moduler en amplitude la puissance transmise par un guide d'onde. D'autre part, nous avons été amenés à étudier l'admittance présentée par un klystron reflex en fonction de la tension appliquée à son réflecteur. Cette admittance varie dans de larges limites quand le klystron reflex n'oscille pas.

Nous avons alors eu l'idée de coupler cette admittance facilement variable à un guide d'onde pour moduler en amplitude la puissance qu'il transmet.

Pour expliquer le mécanisme de cette modulation il est tout d'abord nécessaire de faire quelques rappels sur l'admittance présentée par un klystron reflex.

2. Rappel sur les diagrammes d'admittance d'un klystron reflex

Une méthode classique de détermination de l'admittance présentée par un klystron reflex sur lequel sont appliquées les tensions de chauffage et de cavité normales et une tension réflectrice telle qu'il n'oscille pas, consiste à étudier l'onde qu'il réfléchit par des mesures de taux d'ondes stationnaires et de phase.

Dans le plan complexe l'admittance d'un klystron reflex, en fonction de la tension réflectrice à l'allure d'une spirale graduée en tension réflectrice et centrée sur l'axe réel.

Par la méthode indiquée ci-dessus, on ne peut atteindre, en principe, que des points correspondant à des tensions réflectrices pour lesquelles le klystron n'oscille pas, donc des points de conductance positive.

La distance du centre de cette spirale à l'origine des coordonnées est, pour une charge donnée, une fonction décroissante du coefficient de couplage du klystron reflex à la charge. Ce centre de la spirale correspond à une tension réflectrice infiniment négative et un temps de transit négligeable dans l'espace HF. Il peut pratiquement être déterminé en appliquant au klystron une tension réflectrice grande en valeur absolue mais compatible avec la vie du tube (par exemple - 3500 volts par rapport à la cathode).

Le pas de cette spirale est également une fonction décroissante du coefficient de couplage du klystron au guide d'onde. Cette étude est d'ailleurs décrite en détail dans la Revue C.F.T.H. nº 22.

Dans le diagramme de Smith la courbe représentant l'admittance d'un klystron reflex en fonction de la tension appliquée à son réflecteur est obtenue directement par des mesures de taux d'ondes stationnaires et de phase. La courbe y a une allure plus compliquée mais les remarques précédentes sont encore valables à savoir :

- la distance du centre de la spirale au point origine,
- la distance entre chaque branche de courbe, dépendant du coefficient de couplage du klystron reflex au guide d'onde.

Dans cette étude, le paramètre « coefficient de couplage du klystron à sa ligne d'utilisation » est le paramètre sur lequel nous portons notre attention. Dans le type de tube utilisé, le klystron reflex TH 2203 (bande X), le couplage du tube au guide est du type à iris. L'adaptation à une charge se fait par l'intermédiaire d'une vis de couplage contenue dans le flasque de fixation au guide et se déplaçant devant l'iris, dans l'axe du guide, parallèlement à son petit côté. On a ainsi un moyen commode de faire varier le coefficient de couplage du klystron à un guide d'onde. Tous les résultats mentionnés dans cet exposé ont été obtenus à 9050 MHz.

3. Possibilité d'obtenir à l'aide d'un klystron reflex une admittance variant graduellement de zéro à l'infini.

Les deux diagrammes ci-contre représentent dans le diagramme de Smith l'admittance présentée par un même klystron reflex pour deux couplages différents de ses cavités au guide d'onde, toutes choses égales par ailleurs. (Fig. 1).

Le coefficient de couplage est caractérisé par la puissance que peut délivrer ce klystron sur une charge adaptée dans les conditions habituelles d'utilisation.

Le diagramme 1 correspond à l'adaptation optimum. Le diagramme 2 correspond à un couplage plus serré obtenu par une diminution de l'enfoncement de la vis d'adaptation.

Sur ces deux diagrammes on observe que lorsque le coefficient de couplage croît, la courbe se déforme, se déplace dans le sens des résistances décroissantes, conformément à ce qui a été dit auparavant.

Portons notre attention sur la branche de la courbe d'admittance centrée sur une tension réflectrice de -260 volts par rapport à la cathode. Cette tension correspond au mode 5 d'oscillation, c'est-à-dire que pour cette valeur de la tension réflectrice, le temps de transit dans l'espace réflecteur est égal à 5,25 périodes d'oscillation.

Dans le diagramme 1 les extrémités de la branche considérée correspondent à un angle au centre inférieur à π.

Dans le diagramme 2 les extrémités de cette courbe correspondent à un angle au centre supérieur à π.

Le point important est que par continuité il est possible de trouver un réglage de la vis d'adaptation, donc du coefficient de couplage, tel que les points extrêmes de cette branche de la courbe soient diamétralement opposés, dans le diagramme de Smith.

Cette conclusion n'est pas particulière à cette branche de courbe. Nous avons obtenu le même résultat pour d'autres modes. Le mode 5 a été choisi car pour le tube utilisé il donne les meilleurs résultats du point de vue de la modulation. En effet pour des tensions réflectrices variant autour de -260 volts, et pour la valeur du coefficient de couplage utilisée, il n'apparaît pas de modes parasites d'oscillation et l'hystérésis électronique n'est pas gênante.

Si maintenant nous plaçons devant le klystron reflex en étude un déphaseur apportant un déphasage de l'ordre de $\pi/4$, la courbe représentant son admittance dans le diagramme de Smith subit une rotation d'un angle double et il est possible d'amener les points extrêmes de la branche de la courbe considérée aux points A et B correspondant à des admittances nulles et infinies. (Fig 2).

PUISSANCE de SORTIE : 47,9 mW . COUPLAGE OPTIMUM

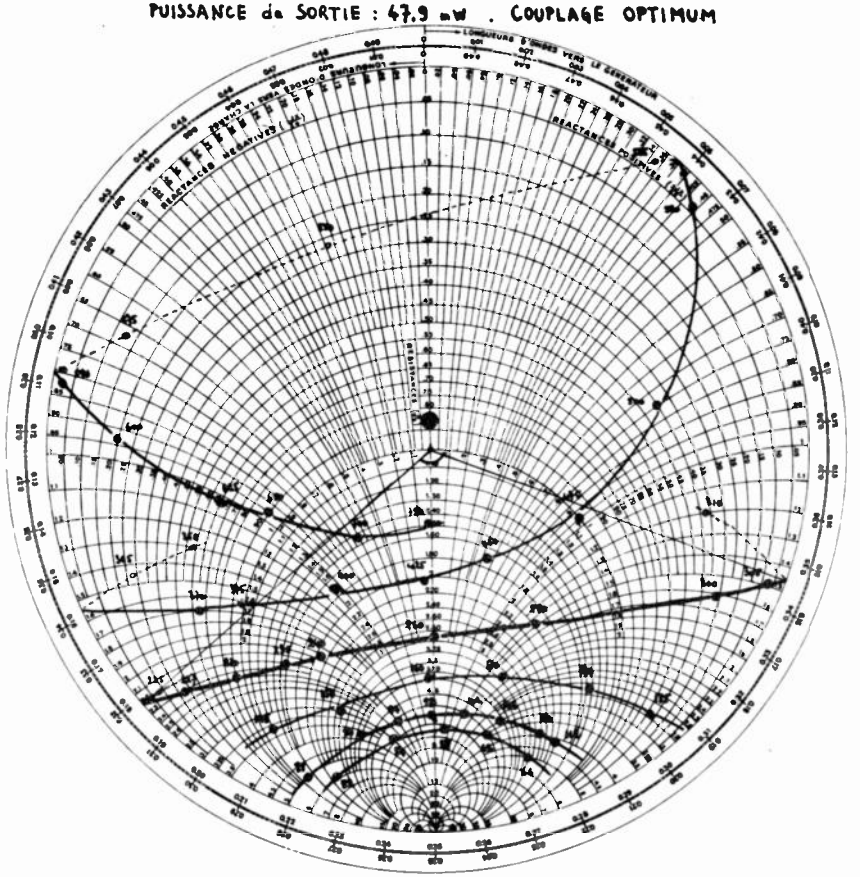


DIAGRAMME 1

PUISSANCE de SORTIE : 28,2 mW . COUPLAGE PLUS SERRÉ.

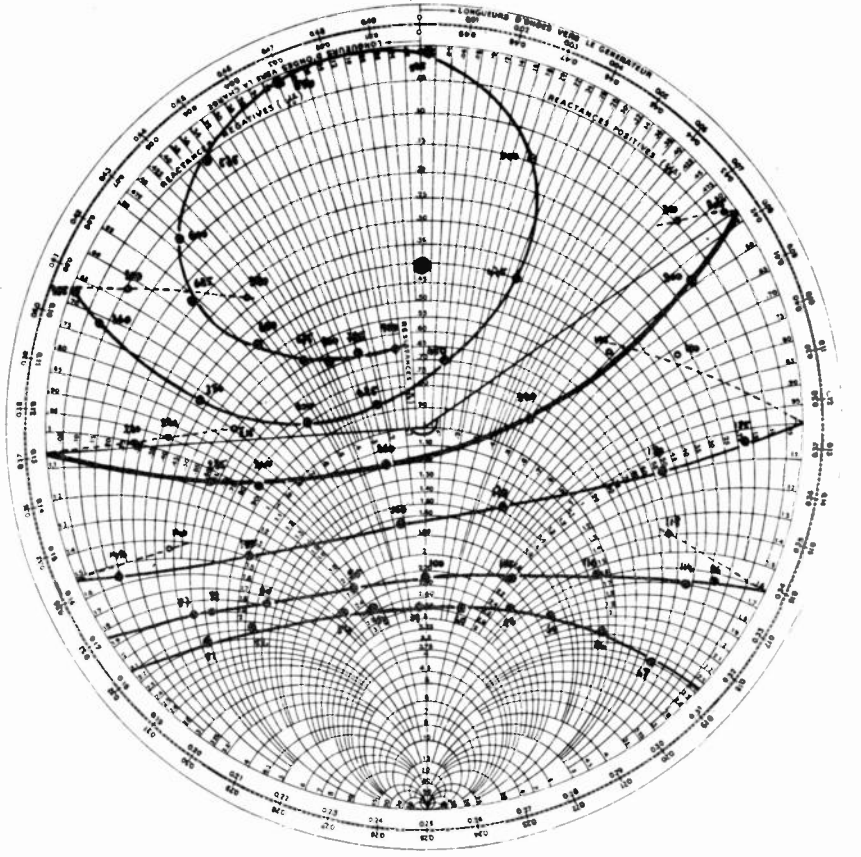


DIAGRAMME 2

Figure 1. -

Sur cette figure, à gauche est représentée approximativement l'admittance qu'aurait le klystron reflex pour un couplage tel que les deux points extrêmes correspondant à -225 et -305 volts soient diamétralement opposés.

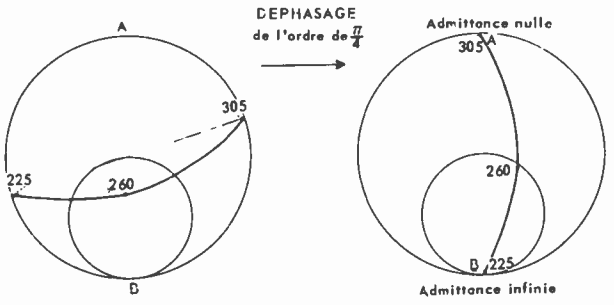


Figure 2

A droite est représentée l'admittance de ce klystron après un déphasage voisin de $\pi/4$.

En conclusion, pour des tensions réflectrices variant de -225 volts à 305 volts, il est possible d'obtenir une admittance variant graduellement de zéro à l'infini.

4. Montage d'un klystron reflex en modulateur

Afin de mettre à profit les remarques précédentes pour obtenir une modulation en amplitude de la puissance transmise par un guide d'onde, on utilise le résultat suivant : si on ramène en parallèle dans une ligne de propagation une admittance variant de zéro à l'infini, la puissance transmise par la ligne principale varie de la puissance délivrée par le générateur à zéro.

Le montage réalisé est le suivant (Fig. 3).

Le klystron modulateur est couplé au guide principal par un Té simple du plan H. Un déphaseur est inséré entre ce klystron et le guide principal.

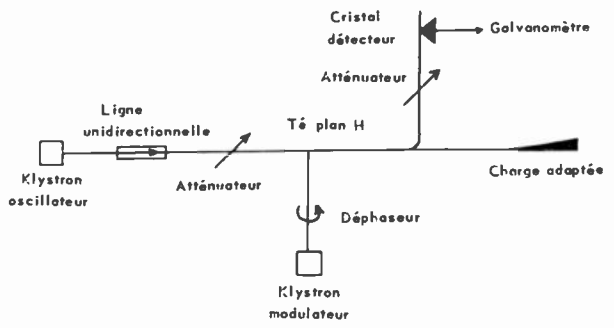


Figure 3 Schéma de montage d'un Klystron - Reflex en modulateur

Le klystron oscillateur est découplé à l'aide d'une ligne unidirectionnelle afin que sa fréquence d'oscillation et sa puissance de sortie soient indépendante de l'admittance du klystron modulateur ramenée dans le guide principal.

Les deux klystrons sont accordés.

On mesure la puissance dans la ligne principale, après le Té à l'aide d'un atténuateur ne laissant passer qu'une fraction constante de l'énergie contenue dans la ligne.

La puissance incidente délivrée par le klystron oscillateur est mesurée en supprimant le klystron modulateur et son organe de couplage au guide principal.

Le déphaseur permet de régler la longueur électrique de la ligne latérale de telle sorte que l'admittance du klystron modulateur ramenée dans la ligne principale puisse varier de zéro à l'infini.

En l'absence de dispositif modulateur, la ligne principale «voit» son admittance caractéristique puisque la charge finale est adaptée.

D'où le principe d'une modulation en amplitude de la puissance transmise par un guide d'onde à l'aide d'un klystron reflex dont on module en amplitude la tension reflectrice.

5. Résultats expérimentaux

L'expérience montre que la limite de variation du rapport de la puissance transmise à la puissance incidente dépendent, pour un mode donné.

- de l'amplitude de variation de la tension réflectrice du klystron modulateur (la tension appliquée à son réflecteur étant toujours telle qu'il n'oscille pas).
- de l'enfoncement de la vis d'adaptation du klystron modulateur.
- de la rotation du déphaseur.

Ces résultats peuvent être déduits des données précédentes.

Un moyen commode d'obtenir un réglage optimum du klystron modulateur est le suivant : la tension réflectrice du klystron modulateur est modulée en amplitude autour de -260 volts à l'aide d'une tension sinusoïdale d'amplitude faible (30 volts par exemple), plus petite que la moitié de sa différence entre les valeurs de la tension réflectrice correspondant aux points extrêmes de la branche de la courbe d'admittance considérée, pour être certain que le klystron modulateur n'oscille pas. On observe à l'oscilloscope la modulation en amplitude de la puissance dans le guide principal. Le réglage correct du déphaseur et de la vis d'adaptation, donc du coefficient de couplage correspond à l'amplitude maximum de la courbe vue sur l'écran de l'oscilloscope.

Des courbes donnant le rapport de la puissance transmise à la puissance incidente ont été tracées point par point pour une tension continue appliquée au réflecteur variant de -220 à -320 volts par rapport à la cathode.

L'aspect de ces courbes ne dépend pas de la puissance incidente lorsque celle-ci varie de 2 à 26 mW. L'allure en est donnée par la figure 4.

Sur cette courbe on remarque :

- que la valeur minimum du rapport de la puissance transmise à la puissance incidente est de quelques pour cent,

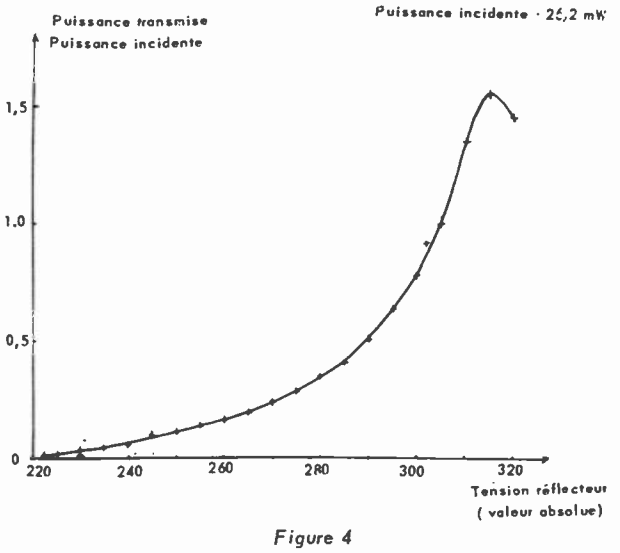


Figure 4

- que la valeur maximum de ce rapport dépasse 150 %. Il a été soigneusement vérifié que le klystron modulateur n'oscille pas dans ces conditions bien que les valeurs de la tension réflectrice pour lesquelles le rapport de la puissance transmise à la puissance incidente dépasse 100 % correspondant à des points hors du diagramme de Smith. Ces points correspondent à des résistances négatives, ce qui permet de comprendre cette amplification.

6. Conclusion

Cette méthode de modulation a été employée avec une tension réflectrice dont la composante alternative variait à la fréquence de 50 Hz.

Cependant cette méthode de modulation semble intéressante à 2 points de vue :

- puissance de commande nulle : la tension réflectrice ne débite pas,
- faible capacité réflecteur-cavité d'où une fréquence de modulation pouvant être élevée et en conséquence une réponse quasi instantanée d'un tel dispositif à un signal de commande à front raide (c'est en effet la capacité réflecteur-cavité qui intervient pour limiter les possibilités du système, le couplage entre les circuits de réflecteur et de cavité apportant une composante alternative à la tension cavité, donc à l'admittance du klystron modulateur).

LE 2e SALON INTERNATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE ET DES TUBES ÉLECTRONIQUES

(Paris, 20 - 24 février 1959)

Le succès sans précédent de ce second Salon International où même la production étrangère des tubes électroniques était représentée, souligne la place prépondérante acquise par cette manifestation sur le plan mondial.

Quelques chiffres sont d'ailleurs indispensables pour prouver le rayonnement du Salon excellemment organisé par le Syndicat des Industries de Pièces détachées et Accessoires Radioélectriques et Electroniques (S.I.P.A.R.E.).

La surface occupée par le salon atteignait 12 000 m² ce qui représente un accroissement de 25 % par rapport à l'année passée.

On comptait 346 exposants soit 15 % de plus qu'en 1958 dont près de 20 % de firmes étrangères appartenant à 10 nations (Allemagne de l'Est, Allemagne de l'Ouest, Autriche, Danemark, Etats-Unis, Grande-Bretagne, Hongrie, Italie, Pays-Bas, Suisse).

Bien qu'il ne soit ouvert qu'aux professionnels de l'électronique, pour la première fois le chiffre de 100 000 visiteurs a été atteint ce qui représente un accroissement de 35 %. Parmi eux de nombreux étrangers venant non seulement des pays du marché commun mais de fort loin, du Japon en particulier, confèrent au salon le caractère d'un carrefour de la technique électronique internationale.

Cette réussite est naturellement étayée par la solidité de notre industrie nationale de la pièce détachée, et, puisque nous avons sacrifié à la statistique, rappelons que cette industrie française occupe 25 000 personnes et réalise un chiffre d'affaires annuel de 90 milliards soit plus de 40 % du volume total atteint par l'industrie électronique française.

Nous ne nous permettrons qu'une critique. La durée du salon est un peu insuffisante. Deux jours supplémentaires nous paraissent nécessaires.

Avant d'examiner en détail les divers chapitres de la « pièce détachée » remarquons la multiplication d'année en année plus manifeste des secteurs d'activité utilisant les matériels électroniques. Les secteurs de la radio « grand public » et des télécommunications, qui sont à l'origine des premiers développements de la pièce détachée, ne constituent plus maintenant qu'une partie de la clientèle.

Il en résulte une diversification des pièces détachées compte tenu de conditions d'emploi très différentes, voire même opposées, en même temps qu'une normalisation destinée à éviter malgré tout la multiplication des types à l'intérieur de chaque catégorie de pièces. Insistons sur l'importance des normes, très sérieusement mises au point au C.C.T. par les grandes administrations clientes en collaboration avec les représentants de l'industrie, et sur le rôle fondamental joué par le L.C.I.E. dans la gestion de la qualité des pièces détachées.

RÉSISTANCES ET POTENTIOMÈTRES

Comme importante nouveauté nous avons remarqué l'apparition des résistances à couche métallique. Réalisées par dépôt sous vide d'un alliage de nickel-chrome sur des bâtonnets de céramiques, elles présentent des qualités électriques inégalées : coefficient de température très faible, self-induction réduite, coefficient de tension voisin de zéro, tension de bruit très faible, très haute stabilité, excellente tenue à l'humidité, tolérances de fabrication réalisables jusqu'à ± 0,1 %.

Ces éléments sont exposés par SFERNICE, MCB ALTER et POLYWATT. SFERNICE développe également une structure plate, circulaire pour l'utilisation en haute fréquence et présente des potentiomètres, également à couche métallique.

La S.A.C.M. développe une série de résistances à couche de carbone de haute stabilité.

Chez OHMIC nous avons remarqué l'usage généralisé des pistes moulées pour la construction des potentiomètres, y compris ceux destinés au secteur « grand public ». Au stand OHMIC on peut également voir des résistances vitrifiées, à forte dissipation à bobinage multicouches. Cette technique permet à encombrement et dissipation égaux de multiplier la valeur ohmique sensiblement par deux.

Parmi les exposants étrangers, nous avons retenu SIEMENS et HALSKE qui présentent un éventail très complet de pièces comprenant, entre autres, les excellentes résistances à couche de graphite « Karbovid » ainsi que des éléments subminiature.

MIAL (Italie) présente des potentiomètres miniature avec interrupteur (W = 0,2 W) et des potentiomètres doubles de précision, accouplés ou non.

CONDENSATEURS

Comme les années précédentes, les fabricants de condensateurs sont très nombreux, comptant parmi eux bon nombre d'exposants étrangers. Malgré la diversité extrême des fabrications allant des traditionnels modèles au papier, électrolytiques ou au mica, jusqu'aux modèles récents au papier métallisé, à la céramique, aux films plastiques de toute sorte, électrolytiques miniature (au tantale particulièrement), nous remarquons une certaine homogénéité due certainement au gros effort de normalisation tant national qu'international.

STEAFIX propose non seulement ses modèles très réputés au mica argenté, mais également des modèles utilisant des films plastiques :

— au polystyrène, caractérisés par un haut isolement et des pertes faibles. Leur coefficient de température est négatif.

— au mylar autorisant des températures d'emploi allant jusqu'à 125 °C.

— au mylar métallisé ayant les mêmes caractéristiques que les éléments au mylar mais avec un encombrement beaucoup plus réduit et avec les mêmes propriétés d'autorégénération que les condensateurs au papier métallisé.

STEAFIX présente également des éléments « nouveaux » à films plastiques. Bien que le fabricant soit discret sur ces éléments, nous pensons que leur mode de fabrication consiste à déposer le plastique (mylar ou produit similaire) en couche mince sur la feuille métallique support, ce qui permet de gagner beaucoup sur l'encombrement.

L.C.C. a créé une série de plaquettes à la céramique série « découplage » pour une tension de service de 30 V. La gamme des

valeurs s'échelonne de 4 700 à 100 000 pF. Les éléments au tantale (électrolyte liquide) particulièrement indiqués pour l'emploi aux températures élevées ($\theta = 150$ °C) sont disponibles dans la série 3 500 µC. Les éléments de la série 1 000 µC seront prochainement disponibles. La gamme des pièces au tantale solide utilisables de — 80 à + 85 °C est la suivante : 1,5 à 60 µF avec des tensions de service échelonnées de 6 à 35 V ; L.C.C. propose également des diviseurs capacitifs pour très hautes tensions réalisés avec des éléments de puissance empilés et surmoulés.

S.I.R.E. présente des éléments à diélectrique verre à côté de sa gamme connue de condensateurs au papier et au papier métallisé.

L.T.T. développe une gamme étendue d'éléments au tantale (électrolyte sec), ainsi que des modèles au polystyrol.

Chez S.I.C. nous avons retenu les éléments au papier métallisé. Ils sont réalisés sous deux formes, soit enrobés à l'araldite soit en boîtiers. Le même constructeur expose des éléments au mylar, au mylar métallisé, ainsi que des condensateurs électrolytiques miniatures surmoulés, utilisables de — 40 à + 85 °C.

Des fabrications comparables au papier métallisé et électrolytiques miniature sont exposées au stand SAFCO-TREVOUX.

Notons au passage que la société française « LA CELOPHANE » produit désormais un produit similaire au mylar sous la désignation de « terphane ».

Parmi les exposants étrangers nous avons remarqué SIEMENS, STANDARD ELECTRIC Cº., MICROFARAD, MIAL, dont les fabrications ne diffèrent guère de celles que nous avons signalées chez les représentants de l'industrie française.

CIRCUITS MATHÉMATIQUES

Nous n'avons pas noté d'innovations marquantes, mais nous avons été frappés par la variété des pièces en ferrite ferromagnétique présentées par COPRIM, L.T.T., SIEMENS, etc. De nombreux sous-ensembles sont également présentés : plans câblés pour mémoires magnétiques, antennes-cadres sur bâtonnet, circuits variés de radio et télévision.

Dans le domaine des tôles minces, IMPHY propose ses nouveaux profils miniature E 110 et E 120 en mumétal Mo. Les deux types correspondent respectivement à des épaisseurs de tôles de 10 et 20/100 de mm. Le même profil réalisé en anhyster de 50/100 porte le numéro E 150.

TUBES

Patiemment, insidieusement même, le transistor s'attaque à toutes les positions solidement tenues par le tube électronique. Il y réussit souvent brillamment, progressant inexorablement dans tous les domaines : hautes fréquences, puissances, facteurs de bruit. Cependant l'industrie des tubes, stimulée peut-être par cette concurrence, se surpasse d'année en année.

Examinons d'abord le domaine « grand public ». Tous les constructeurs français, c'est-à-dire la RADIOTECHNIQUE, BELVU, MAZDA, présentent, dans la série noval :

— la pentode à grande pente EL183, destinée à l'amplification video, procurant une pente de 25 mA/V. De telles performances résultent de l'utilisation d'une grille cadre bobinée avec un fil de 11 µ de diamètre. L'effet microphonique est réduit par l'utilisation d'un frein de cathode. La pente ayant progressé beaucoup plus substantiellement que les capacités interélectrodes nos futurs téléviseurs pourront ne comporter qu'un seul tube amplificateur video, sans circuits de correction.

— les tubes triodes EC86 et PC86 pour l'amplification HF dans les téléviseurs destinés aux bandes IV et V munis de 2 sorties de cathodes et 3 sorties de grilles ; ces tubes avec une pente de 14 mA/V ont un coefficient de mérite de 190 MHz.

— le tube indicateur d'accord EM84. La matière fluorescente est déposée directement sur la face intérieure de l'ampoule et procure une grande élongation sensiblement linéaire.

La technique des cathoscopes s'enrichit à la RADIOTECHNIQUE de deux tubes à post-accélération dont l'électrode de post-accélération est en forme d'hélice. Ce procédé permet d'obtenir des tubes alliant une grande sensibilité à une forte luminosité. Le DH1378 avec une tension de 12 kV procure une sensibilité de 4,5 mm/V et le DH1078 avec 4 kV une sensibilité de 0,6 mm/V. Les écrans de ces tubes sont plats et semi-rémanents.

Chez le même constructeur signalons les tubes miniature à cathode froide Z510 U (tension d'amorçage 200 V — intensité 1 mA) et Z71 U, dont la résistance relativement faible aux fréquences vocales (400 Ω) le destine en particulier à la réalisation de jonctions dans les autocommutateurs électroniques de faible capacité. Signalons aussi les photomultiplicateurs PM205 et PM206 ; le PM206 dérivé du 56AVP allie un très faible temps de transit (inférieur à 10^{-9} s), une très faible distorsion de temps de transmission (inférieure à 3×10^{-10} s) et un gain très élevé ($G = 10^8$). Il permet en particulier l'étude de l'effet Cerenkoff.

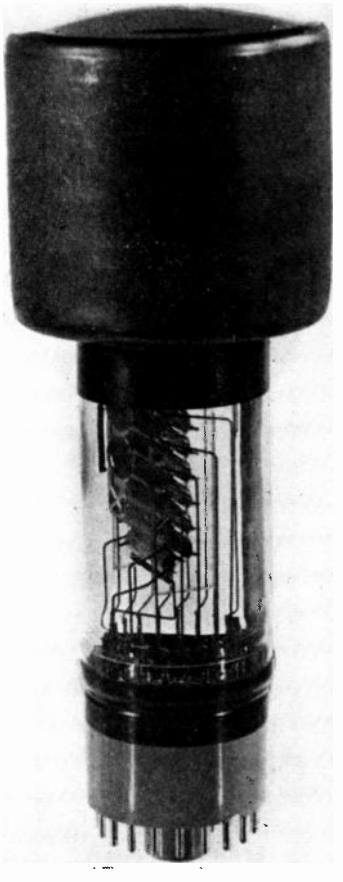


FIG. 1. — Photomultiplicateur PM 206 de la Radiotechnique. (cliché La Radiotechnique)

Dans le domaine des UHF nous avons remarqué un certain nombre de tubes de moyenne et de forte puissance.

Ce sont chez PHILIPS les nouvelles nées dans la série des QQE : QQE 02/5 procurant une puissance de sortie de 5 W à 500 MHz, QQE 04/5, avec 5 W à 1 000 MHz.

Le même constructeur présente la triode UHF TBL 2/400 à scellements céramique (interchangeable avec la TBL 2/300) et surtout le klystron 2 kW à 2 cavités à enveloppe verre spécialement étudié pour les liaisons multiplex dites « troposphériques » dans la bande de fréquences 830 à 960 MHz.

Dans l'ordre que nous avons choisi, qui suit une double progression, en fréquence et en puissance, nous citerons à la C.F.T.H.

— la tétrode TH6942 également destinée aux émetteurs pour liaisons troposphériques (1 kW à 900 MHz).

— le klystron TH2011, dans la bande 10 cm, à cavités à accords décalés ; il délivre une puissance de crête de 30 MW et une puis-

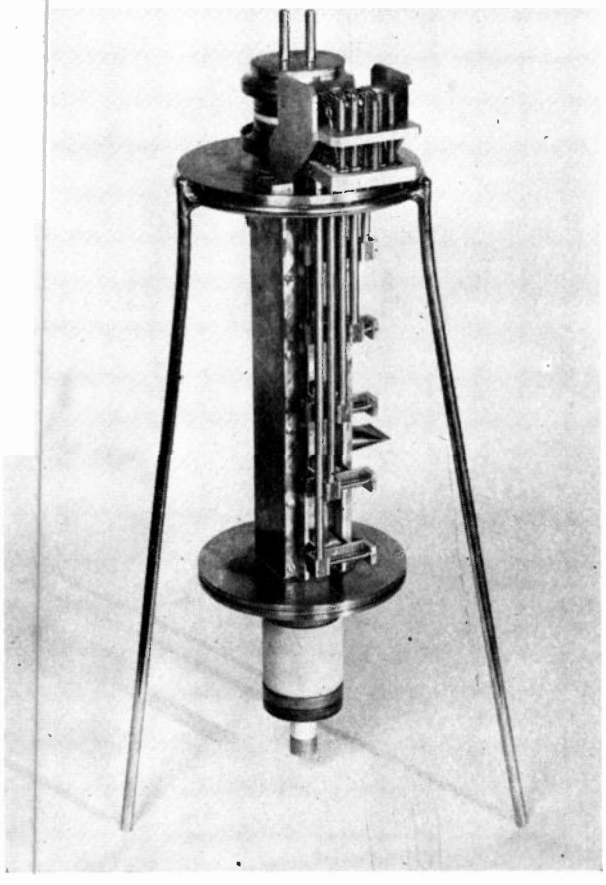


FIG. 2. — Klystron amplificateur TH 2101
de la Compagnie Française Thomson-Houston (cliché C.F.T.H.).

sance moyenne de 20 kW avec une bande passante de 60 MHz à 2 dB.

— le klystron TH2101, destiné à l'attaque du précédent, est muni d'un système d'accord à commande unique pour les 5 cavités. Il délivre une puissance de crête de 50 kW et une puissance moyenne de 100 W.

Avant de quitter le stand C.F.T.H. pour lequel on pourra aussi se reporter à notre Information Technique parue dans le numéro de février et en demeurant dans la technique du radar, remarquons le duplexeur à rideau TH6942 à large bande pour grandes puissances équipé de tubes à gaz (argon).

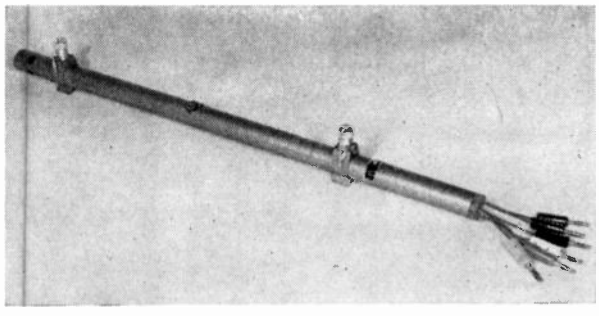


FIG. 3. — Tube à onde progressive à focalisation électrostatique de la Compagnie Générale de T.S.F. (cliché C.S.F.).

La C.S.F. présente tout d'abord une gamme très étendue de tubes pour le chauffage industriel de 5 kW à 60 kW utiles (tube HF1491 pour 60 kW).

Dans le domaine des tubes hyperfréquences, la C.S.F. développe une grande variété de tubes :

— magnétrons pour radar. Citons dans la bande 3 cm le 4J50A (225 kW) et dans la bande 10 cm le MC1055 (1100 kW).

— magnétrons fonctionnant en régime continu dans la gamme des 3 000 MHz pour le chauffage des plastiques à faibles pertes.

— la gamme des carcinotrons « O » couvre maintenant d'une manière continue la gamme 1 000 à 37 500 MHz. Il nous est agréable de rappeler que ces tubes se sont imposés dans le monde entier et sont produits sous licence aux U.S.A. et en Grande-Bretagne.

— le klystron 20 MW destiné à alimenter un accélérateur linéaire de 1 BeV au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. Ce tube délivre à 3 000 MHz une puissance moyenne de 5 kW et une puissance maximum de 20 MW. Seize klystrons de ce type alimenteront l'accélérateur.

— le TPO à focalisation électrostatique. Le circuit HF formé de 2 hélices portées à des potentiels différents réalise une série de lentilles électrostatiques. Ce tube délivre une puissance de crête de 1 kW dans la bande 1 000 à 2 000 MHz.

Faisons un bref retour en arrière pour signaler chez le même constructeur le tube cathodique OE540 de 13 cm à fond plat à très grande sensibilité et grande vitesse d'inscription ainsi que la triode 6336 permettant de réguler un débit de 400 mA.

Nous ne manquerons pas avant de quitter le domaine des tubes électroniques de signaler chez SIEMENS et HALSKE, qui expose pour la première fois, deux éléments d'un grand intérêt, soit :

— la triode RS1022C pour l'amplification des fréquences de la bande 900 MHz procurant une puissance continue de 2,1 kW. Ce tube de dimensions réduites a été très remarqué de tous les spécialistes des équipements pour liaisons troposphériques.

— la pentode D3a à large bande étudiée pour l'équipement des répéteurs pour câbles coaxiaux procurant une pente de 35 mA/V pour un débit moyen de 22 mA. Les valeurs de capacités internes sont également remarquables : $C_E = 10$ pF et $C_s = 2$ pF.

SEMI-CONDUCTEURS

On assiste dans ce domaine à une double évolution, dont les éléments sont d'une part, la diminution des prix pour les éléments dont la production est stabilisée ; diodes à pointes, transistors PNP au germanium ayant des fréquences de coupure ne dépassant pas 15 MHz, redresseurs de basse et moyenne puissance, d'autre part, une tendance générale à remplacer le germanium par le silicium pour les éléments de puissance. Notons également le début de production de transistors de faible puissance, à fréquence de coupure élevée, et l'augmentation de la puissance dissipée par les transistors de puissance au germanium.

FIG. 4. — Transistors de la Compagnie Française Thomson-Houston : élément de moyenne puissance (2 W)
et tétrode au germanium (100 à 200 MHz), (cliché C.F.T.H.).

Dans la production C.F.T.H. nous avons observé l'abandon presque total du germanium dans les redresseurs, à l'exception de la seule cellule 75A. La gamme des redresseurs au silicium est complétée par des éléments ayant des performances accrues : tensions inverses plus élevées (400 ou 500 V selon les types) et fortes intensités. Le type THP98, par exemple peut redresser 140 A avec une tension inverse pouvant atteindre 200 V.

Le même constructeur a étendu sa gamme de diodes régulatrices (diodes Zener). Avec des tensions de références échelonnées de 3,6 à 16 V, ces éléments peuvent dissiper une puissance continue de 500 mW.

Dans la gamme des transistors PNP, de puissance relativement faible (150 à 250 mW) ce constructeur présente pour la BF, à côté des 2N43 et 2N44 bien connus, 2 nouvelles séries de transistors, les 2N524, 2N525, 2N526 et 2N527 d'une part et 2N1056 et 2N1057 d'autre part, pour lesquels des gains à courant de collecteur plus élevé sont garantis. Les caractéristiques qui distinguent ces divers éléments sont : fréquence de coupure, gain à fort courant, tension de claquage.

Aux fréquences moyennes les éléments 2N135, 2N136 et 2N137 cèdent leur place aux 2N395, 2N396 et 2N397 pour lesquels le constructeur spécifie le temps de commutation. Tous ces nouveaux éléments ainsi que les transistors pour la commutation 64T1 et 65T1 (ancienne désignation THP64 et THP 90) sont présentés sous un nouveau boîtier de dimensions plus réduites (disparition de la collerette). C.F.T.H. développe également des transistors de moyenne puissance (2 W) type 81T1 et 82T1, spécialement étudiés pour équiper l'étage de sortie des postes récepteurs auto-radio.

La tétrode à jonction NPN annoncée l'année dernière a donné naissance aux types 3N36, 3N37, THP79, THP80 et THP81. La puissance dissipée(30 à 50 mW) et la fréquence de coupure (de 20 MHz à plus de 100 MHz) sont les caractéristiques qui différencient ces éléments qui sont utilisables seulement à faible tension (tension de claquage égale à 7 V).

Pour sa part LA RADIOTECHNIQUE complète sa gamme de transistors PNP au germanium pour les fréquences basses, par deux éléments de présentation identique à celle de l'OC72. Ce sont l'OC74 destiné à équiper l'étage de sortie de radio-récepteurs portatifs, et l'OC80 destiné à la commutation de fortes intensités. Leur puissance est de 500 mW. Ils présentent pour les forts courants des gains importants et la diminution du gain en fonction du courant de collecteur, source de distorsion harmonique, est particulièrement faible pour l'OC74.

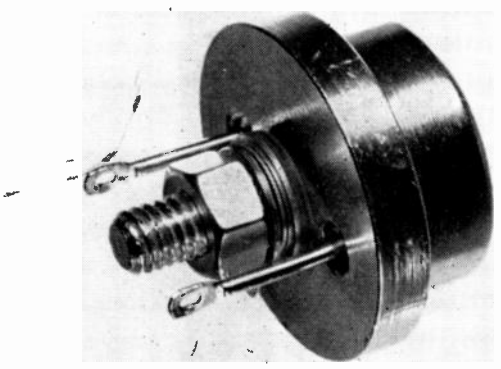


FIG. 5. — Transistor de puissance de La Radiotechnique, en cours d'étude (cliché La Radiotechnique).

Au stand de cette société sont également en bonne place le transistor OC170 à base post-diffusée ayant une fréquence de coupure de 70 MHz (présenté au précédent salon il est maintenant échantillonnable) ainsi que les transistors de commutation NPN au germanium types OC139, OC140, OC141, désormais fabriqués en France.

Dans le domaine des transistors de puissance le bien connu OC16 est maintenant accompagné de 4 nouveaux éléments. Ce sont les OC26 et OC27 d'une part, à courant collecteur maximum égal à 3 A et tension de claquage de la jonction collectrice égale à 32 V, différenciés par leur gain en courant, et d'autre part, les OC28 et OC29 également différenciés par leur gain en courant, à courant de collecteur maximum égal à 6 A et tension de claquage de la jonction collectrice de 80 V. Ces quatre éléments peuvent dissiper une puissance de 55 W à 25 °C (K = 1,2 °C/W). Toujours dans le domaine des transistors de puissance un élément 100 V – 15 A au germanium est présenté comme étant à l'étude. Son numéro définitif n'est pas encore choisi mais il pourrait être échantillonné à bref délai.

C.S.F. présente, à côté d'une gamme bien complète de transistors PNP au germanium, BF et HF, professionnels ou non, un transistor pouvant dissiper une puissance égale à 25 W, et supporter un courant de 3 A. Il donne lieu à trois types les SFT113, SFT114 et SFT150 selon la tenue en tension avec respectivement 30, 60 et 80 V.

Le même constructeur présente une série de 5 éléments au germanium PNP, extrêmement intéressante (Drift-transistors) pour usage « grand public » ou professionnel. Chacun des éléments de la série SFT116 à 120 est affecté à une fonction déterminée. Retenons les caractéristiques suivantes : fréquence de coupure 30 MHz, capacité de collecteur 2 pF, puissance dissipée 120 mW, tension de claquage de la jonction collectrice 40 V.

SILEC a complété sa gamme de redresseurs de puissance des séries P, R et S pour atteindre à des valeurs de tension inverse plus élevées (jusqu'à 400 V).

SORAL, à côté des redresseurs plats au sélénium, présente des redresseurs au silicium de faible et moyenne puissance dans la série 6 A. Ils permettent de redresser jusqu'à 10 A avec une tension inverse admissible de 400 V.

Au stand LTT nous avons remarqué des diodes Zener simples et symétriques (deux diodes tête-bêche dans la même enceinte) non polarisées par conséquent, ainsi qu'un appareil automatique pour le tri de ces diodes.

Dans la gamme des transistors DELCO, on peut voir à côté des 2N173 et 2N174 bien connus, toute une gamme d'éléments dont le 2N1100 est le plus remarquable. Il peut supporter 15 A de courant collecteur et 100 V aux bornes de la jonction collectrice. Il possède encore un gain de 20 pour un courant collecteur de 12 A et peut dissiper 120 W (K = 0,8 °C/W).

Ils sont présentés ainsi que les semi-conducteurs de CLEVITE (transistors de puissance en particulier) et d'INTERMETALL (entre autres diodes Zener et transistors PNP au silicium de fréquence de coupure allant jusqu'à 3 à 4 MHz) par la société VISSIMEX.

Au stand de l'importateur YOUNG ELECTRONIC, nous avons remarqué le « mésa » 2N700 au germanium ayant une fréquence maximum de 600 MHz et présentant encore un gain de 12 dB à 200 MHz, des diodes régulatrices de 10 et 50 W de MOTOROLA des éléments redresseurs et un transistor au silicium de très forte puissance chez WESTINGHOUSE et toute une gamme de transistors (miniature « tête d'épingle » en particulier) au germanium ou silicium, PNP ou NPN de RAYTHEON.

INTERNATIONAL RECTIFIER qui a un bureau à Genève présente toute une gamme d'éléments au silicium : diodes régulatrices de 3,6 à 30 V et de puissance égale à 750 mW, 1 W ou 10 W selon les types ainsi que des redresseurs allant de 0,5 à 250 A et de 50 à 500 V en tension inverse.

Chez SIEMENS et HALSKE nous avons noté toute une gamme de transistors alliés PNP et tirés NPN au germanium, des diodes à pointe au germanium et au silicium, et des diodes Zener pour le domaine « grand public ».

L'importateur SPETELEC présente des transistors et les diodes du constructeur TRANSITRON destinés à des usages « grand public ».

La STANDARD ELECTRIC Co (Grande-Bretagne) propose une série de redresseurs de puissance au silicium de 100 A avec tension de fonctionnement échelonnée de 5 à 300 V.

FILS ET CABLES, RACCORDEMENTS ET ORGANES DE JONCTION — RELAIS

Une large utilisation du polytetrafluoroéthylène (teflon) comme isolant des fils et câbles est à remarquer, confirmant la tendance que nous avions notée l'année dernière.

La couche de teflon est réalisée soit par rubannage, soit par extrusion. Aucune des deux techniques ne s'est imposée. En effet, si la première procure une souplesse plus grande, la seconde confère des propriétés électriques meilleures du fait de la plus grande homogénéité de la couche diélectrique qui peut de plus, être rectifiée.

C'est ainsi que FILOTEX développe un câble coaxial subminiature utilisant une âme en acier cuivré (copperweld). Une tresse extérieure en polyamide vernissée lui confère une bonne résistance à l'abrasion.

Les fils de câblage miniature réalisés par la même technique de fabrication comportent une couche d'isolant, aussi mince qu'il est possible d'obtenir à l'aide des extrudeuses modernes les plus précises.

Le seul inconvénient de ces fils et câbles au teflon est leur prix élevé, aussi FILOTEX et PERENA proposent-ils un fil de câblage au chlorure de polyvynile amélioré supportant 135 °C en atmosphère humide avec des pointes à 150 °C.

Pour les câbles coaxiaux subminiature de 1,9 mm de diamètre extérieur OTTAVA et RADIALL proposent toute une gamme d'organes de raccordement subminiature. La fiche subminiature malgré ses faibles dimensions a de bonnes caractéristiques électriques ; pour une impédance caractéristique de 50 Ω, le TOS est inférieur à 1,1 jusqu'à 700 MHz, avec une tension de service maximum de 500 V.

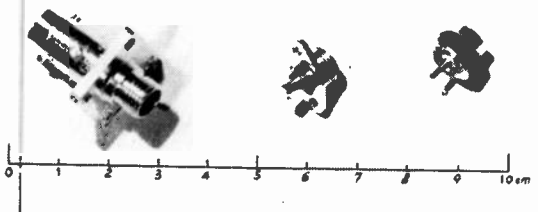


FIG. 6. — Fiches coaxiales subminiature « Radiall » (cliché Radiall).

Dans le domaine varié des organes de connexion, nous n'avons pas remarqué de nouveautés marquantes. SOCAPEX et SOURIAU exposent leurs très intéressantes séries d'éléments assemblables. SOURIAU réalise les fiches de racks type Saclay avec guidage et verrouillage par l'extracteur. La même Société représente CANNON (U.S.A.) qui développe la prise HR résistant aux radiations atomiques ainsi qu'à des températures très élevées (600 °C).

Les commutateurs à glissières ou rotatifs, font un nouveau pas dans la voie de la miniaturisation chez JEANRENAUD qui présente également un contacteur bouton type RBP à 3 circuits et 2 positions ainsi que des contacteurs à touches subminiature.

Mentionnons également les commutateurs à galettes très soignés présentés par CHAMBAUT, avec des modèles subminiature, pour circuits imprimés en particulier. Les appareils avec axe de commande de 6 mm peuvent être équipés d'axes étanche.

La technique des relais et contacteurs bénéficie d'améliorations en matière de tropicalisation et de résistance aux fortes accélérations et vibrations.

Citons chez A.C.R.M. :

— le type miniature hermétique en atmosphère d'azote RRE 57.

— les relais subminiature hermétiques RRA 1 et RRA 2 à 1 ou 2 contacts inverseurs selon le type, également en atmosphère d'azote exigeant une puissance d'alimentation de 0,6 W.

LANGLADE et PICARD, présentent les modèles, 601, 602 et 604 miniature, dont la technologie très étudiée en permet la production à prix faibles.

S.T.P.I. a pour sa part, toute une gamme d'appareils étanches, capables de fonctionner à des températures variant de − 55 °C à + 90 °C et 125 °C pour certains.

M.T.I. propose un certain nombre de nouveautés :

— le relais BV à minimum et maximum pour le contrôle de tensions ou d'intensités. Il a une positions neutre, stable entre les deux butées qui sont atteintes pour des valeurs d'intensité d'alimentation différant seulement de 6 ‰.

— le relais temporisé EJT.

— ainsi qu'une gamme importante de relais électroniques d'encombrement réduit. Ces éléments ont selon l'usage auquel ils sont destinés, comme élément actif soit un transistor, un thyratron miniature, une photodiode, etc.

Mentionnons comme présentation étrangère l'étonnante variété de traversées isolantes « verre-métal » présentée par ELECTROVAC (Autriche) : supports de transistors, traversées, supports de quartz, de relais, etc. Ces éléments sont réalisés en verre fritté et frettés dans l'embase métallique. Ce constructeur présente également toute une gamme de thermostats miniature.

ELECTROACOUSTIQUE

Nous n'abordons ce domaine qu'avec prudence et dans ses lignes générales. Il n'est pas possible en effet de comparer entre elles les nombreuses platines tourne-disques ou bien les nombreux baffles proposés. Nous nous contenterons de vous signaler quelques particularités nouvelles, dans cette technique qui constitue à elle seule un vaste domaine.

Signalons dans le domaine des haut-parleurs :

— l'utilisation pour la suspension des membranes des haut-parleurs de puissance, de bande en mousse de polyurétane chez PRINCEPS, CABASSE et WHARFEDALE.

— l'apparition chez AUDAX de haut-parleurs à bobine mobile de 800 Ω destinées à charger directement (sans transformateur de sortie) l'étage de sortie.

CABASSE propose dans la série de haut-parleurs de haute qualité, un appareil à très faibles fuite ayant un champ de 17 000 gauss dans l'entrefer.

Au stand PHILIPS-ELECTROACOUSTIQUE, nous avons remarqué le téléchercheur, nouveau système sans fil de transmission d'ordres, basé sur l'utilisation d'une boucle alimentée par un amplificateur BF de puissance 40 ou 120 W. Dans l'aire couverte par cette boucle (immeuble, espace découvert, etc.), il est possible avec des récepteurs autonomes minuscules à transistors couplés à la boucle en basse-fréquence, de recevoir les ordres et les appels.

Le même constructeur propose des amplificateurs 5 et 10 W à transistors.

APPAREILS DE MESURES

La participation étrangère dans ce domaine est relativement moins importante qu'au précédent Salon et aux stands des exposants français, on retrouve surtout des appareils connus. Les performances de certains ont été augmentées grâce à la large utilisation de tiroirs amovibles.

FERISOL présente ainsi un nouveau tiroir permettant l'examen de la bande 7 000 à 1 000 MHz, avec le banc d'essai dynamique à carcinotron type GH 101. Cet organe utilise le carcinotron CO 42 de la C.S.F.

Le même constructeur expose un analyseur de spectre à large bande, type XA 201. L'oscillateur hétérodyne est également équipé d'un carcinotron dont la puissance de sortie n'a pas besoin d'être régulée comme dans l'équipement GH 101. L'utilisation de tiroirs amovibles permet d'explorer les fréquences jusqu'à 16 000 MHz (La bande 8 000 à 16 000 MHz est couverte à l'aide d'un carcinotron CO 43). Cet appareil est destiné à l'analyse d'impulsions fines. Il a une largeur de bande de 300 MHz. Au même stand, nous avons remarqué les alimentations pour carcinotrons ainsi que le générateur d'impulsions P 201 que nous avions décrit l'année dernière.

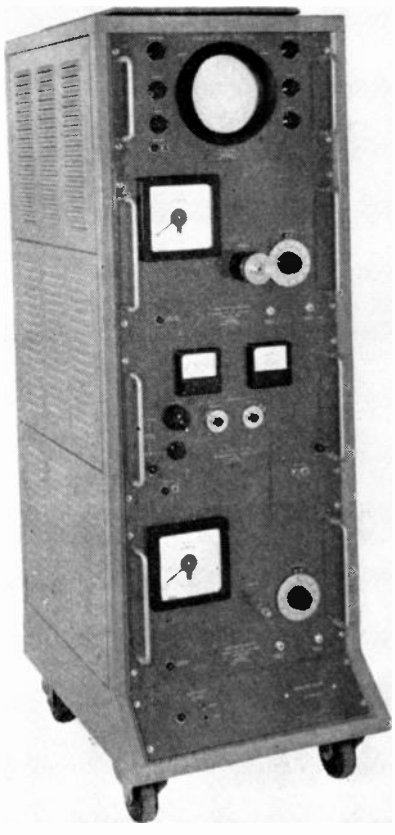


FIG. 7. — Analyseur de spectre à carcinotron XA 201 de Férisol (Cliché Férisol).

Chez RIBET-DESJARDINS nous assistons aussi à la stabilisation des modèles maintenant tous disponibles commercialement. Rappelons les types particulièrement intéressants qui sont exposés :

— le 204 équipé d'un amplificateur vertical transmettant sans distorsion linéaire la bande de fréquences 0 à 50 MHz et permettant l'observation de signaux jusqu'à 70 MHz.

— le 251 à une ou 2 voies avec une bande passante de 0 à 25 MHz.

— le 254 à tiroirs interchangeables.

— les 2 versions du 255 (A et B) petit appareil à hautes performances très bien adapté à l'utilisation sur chantiers.

Ces quelques appareils parmi une liste très complète, placent RIBET-DESJARDINS au premier plan des producteurs d'oscilloscopes sur le marché européen et même sur le marché mondial.

Au stand PHILIPS-INDUSTRIE, les appareils présentés peuvent se ranger en 3 catégories : appareils pour les mesures en hyperfréquences dans les bandes 3 cm et 8 mm, appareils de mesure pour l'électronique et les télécommunications, appareils pour les stations-service radio et télévision. Nous citerons tout particulièrement :

— une ligne de mesure de précision pour la détermination des taux d'ondes stationnaires dans la gamme 8 200 à 12 400 MHz.

— un isolateur à ferrite pour la bande 8 mm procurant une atténuation inverse de 13 dB et une atténuation directe inférieure à 1 dB.

— le millivoltmètre TBF GM 6012, qui constitue une amélioration du GM 6015. Dans la bande 2 Hz à 1 MHz, il procure 12 sensibilités échelonnées de 1 mV à 300 V *eff*.

— le millivoltmètre HF GM 6014 dont la sensibilité maximum est de 0,1 mV. Utilisable de 1 kHz à 30 MHz, il présente une impédance d'entrée de 5 MΩ en parallèle avec 1 pF.

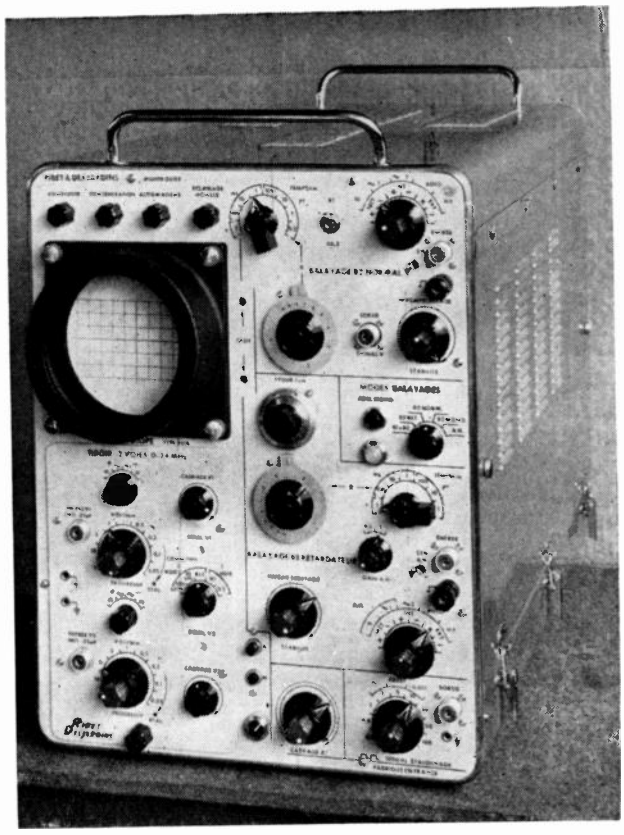


FIG. 8. — Oscilloscope 251A Ribet-Desjardins (cliché Ribet-Desjardins).

C.R.C. expose également des appareils très variés dont certains ont déjà une réputation bien établie comme l'oscilloscope OC 422 à écran très rémanent, le générateur très basse fréquence G B 64 délivrant des signaux sinusoïdaux, triangulaires ou carrés et le transigraphe.

Rappelons aussi l'oscilloscope à large bande OC 560 que nous signalions au précédent salon. Le constructeur stéphanois ajoute cette année une nouveauté. Il s'agit du générateur d'impulsions GI 851 dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

— fréquence de récurrence : comprise entre 10 Hz et 100 kHz.
— durée des impulsions : 50 ns à 1 ms.
— temps d'établissement : 20 ns.
— tension de sortie : 50 V sur 50 Ω.
— avec retard réglable de ± 50 ns à ± 1 ms.

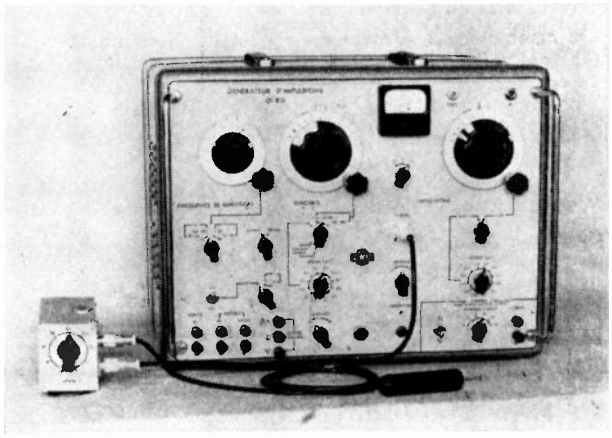


Fig. 9. — Générateur d'impulsions GI 851 C.R.C. (cliché C.R.C.).

Citons au même stand, l'oscilloscope à double trace OC727 dont l'amplificateur vertical a une bande passante de 0 à 500 kHz ; la vitesse de balayage est réglable de 0,2 µs/cm à 2,5 s/cm et la sensibilité maximum est égale à 3 mV/cm.

Rochar est spécialisé dans la réalisation de matériels de télé-indication, transcription et enregistrement de mesures analogiques et numériques ainsi que dans les équipements de mesure de fréquences.

Ce constructeur présente en particulier un équipement d'enregistrement numérique de mesures pour banc d'essais. Tous les sous-ensembles de cet équipement sont également inscrits au catalogue, ce qui présente un grand intérêt pour les laboratoires spécialisés.

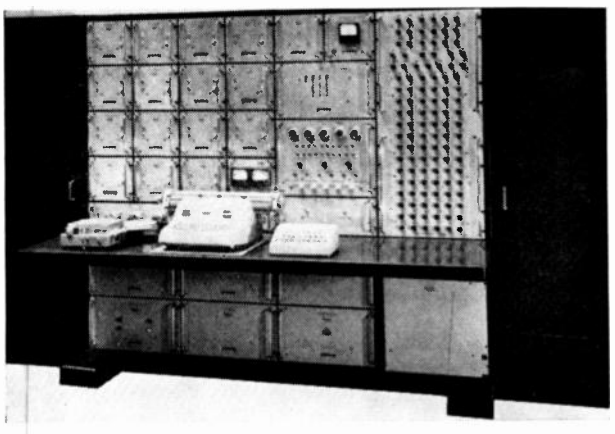


FIG. 10. — Equipement d'enregistrement et de dépouillement automatique de mesures A 869 Rochar (cliché Rochar).

Au même stand, on peut voir un amplificateur linéaire sélecteur d'amplitude destiné à l'analyse sélective d'impulsions provenant de divers rayonnements. I peut être utilisé en sélecteur de bande ou de seuil. Notons également un impédancemètre BF (fonctionnant entre 20 Hz et 50 kHz). Cet appareil, construit sous licence du CNRS, permet la mesure du module et de l'argument d'une impédance dans de larges limites : 100 Ω à 12,2 MΩ pour le module 0 ± 90° pour l'argument.

La Compagnie Générale de Métrologie (METRIX) expose un large éventail d'appareils destinés les uns au secteur de la recherche scientifique et les autres, aux stations-service pour le domaine « grand public ».

Nous retiendrons particulièrement ceux qui entrent dans la première catégorie soit :

— l'oscilloscope cathodique modèle 225 dont la bande passante va de 2 Hz à 4 MHz.

— le mégohmmètre à transistors modèle 405, appareil portatif de poids et d'encombrement réduits. D'une manipulation aisée, il est appelé à remplacer les ohmmètres à magnéto pour la mesure rapide et précise des isolements. Alimenté par piles standard 4,5 V, il comporte 2 gammes de mesure, 100 kΩ à 100 MΩ d'une part, et 1 kΩ à 5 MΩ d'autre part.

— le contrôleur modèle 477. Contrôleur universel ayant des performances de premier ordre : fréquences d'utilisation maximum 20 kHz, graduation en dB, protection du cadre, etc.

L.E.A. spécialiste des équipements de mesure en basse fréquence présente un très intéressant distorsiomètre : le « Qualiscope » type EHD 20 qui permet la mesure de la distorsion non linéaire, du niveau de bruit ainsi que du niveau de tension en dB et en mV. Le qualiscope voisine avec le générateur BF type GMW 20 fournissant les fréquences de la gamme 20 Hz à 20 kHz avec un taux de distorsion harmonique inférieur à 10^{-4}.

L'extension considérable du champ d'utilisation des transistors a conduit un grand nombre de constructeurs à développer de petits appareils de mesure spécialisés. Ces petits transistormètres

FIG. 11. — Distorsiomètre EHD 20 ou « Qualiscope » du Laboratoire d'Electro Acoustique (cliché L.E.A.).

(présentés par METRIX, CHAUVIN-ARNOUX, etc.) permettent le contrôle des caractéristiques de transistors, mais dans un champ relativement réduit.

On remarque dans le même ordre d'idées de nombreuses alimentations basse-tension, à transistors pour transistors. Retenons les fabrications MYRRA, P. FONTAINE, A.O.I.P., etc.

Au stand LEMOUZY, on peut voir la gamme étendue des appareils spécialisés que sont : gaussmètre, picoampèremètre, macrocapacimètre, résistivimètre, etc., tous dérivés du remarquable multimesureur « Eric ». De très intéressantes mesures

FIG. 12. — Contrôleur universel modèle 477 de la Compagnie Générale de Métrologie (cliché Métrix).

comparatives de réluctance sont présentées qui prouve l'intérêt du gaussmètre dans un service de fabrication de transformateurs de haute qualité.

L.I.E.-BELIN spécialiste des problèmes basse-fréquence présente non seulement toute une gamme d'équipements pour l'enregistrement magnétique, mais également des pièces détachées, de l'instrumentation nucléaire et des appareils de mesure.

La COMPAGNIE DES COMPTEURS et CHAUVIN-ARNOUX, exposent des enregistreurs de différents types : ceux utilisant une bande de papier métallisé, des équipements pour le contrôle simultané de plusieurs phénomènes (13 dans le cas de l'Electroplume CHAUVIN-ARNOUX, 20 dans celui du Polystyl C.D.C.).

CHAUVIN-ARNOUX présente également un millivoltmètre continu et alternatif fonctionnant jusqu'à 600 MHz avec des sensibilités maximum de 1 mV en continu et 3 mV en alternatif. Il est également utilisable comme nanoampèremètre.

Signalons chez le même constructeur, la série des appareils de tableau Téléramic.

Dans le domaine des appareils de tableau, nous avons remarqué la série hermétique TAM de BRION-LEROUX. L'équipage à suspension par lames de torsion est enfermé dans un cylindre fermé d'un côté par la glace de lecture, de l'autre par un disque de céramique, le tout soudé, étanche. La fixation sur platine est obtenue par l'intermédiaire d'une pièce moulée en néoprène. BRION-LEROUX propose également un galvanomètre « Sanpivo » de 16 mm de diamètre.

Parmi les exposants étrangers, peu nombreux comme nous l'avons dit, citons :

BRÜEL et KJAER (Danemark), qui présente de nombreux appareils pour la gamme des fréquences acoustiques. Déjà, l'année dernière, nous avons signalé non seulement les caractéristiques excellentes des appareils exposés, mais aussi leur présentation excessivement soignée.

Comme nouveauté, BRÜEL et KJAER, expose le voltmètre électronique type 2409 permettant dans la bande 2 Hz à 200 000 Hz, la mesure des valeurs, efficace, moyenne et de crête, d'une tension. La sensibilité est variable de 10 mV à 1 000 V pour toute la déviation. Deux valeurs d'amortissement sont utilisables ; l'une correspond à la spécification du vumètre.

Un microphone de mesure à condensateur a également retenu notre attention au même stand ; c'est le modèle 4111 ayant une sensibilité de 5 mV/μbar.

D.I.A. ELEKTROTECHNIK présente la production d'appareils de mesure de l'Allemagne de l'Est avec des modèles aux caractéristiques très intéressantes : compteurs d'impulsions pour la nucléonique, oscilloscopes à très large bande, etc.

L'industrie nationale hongroise expose également un certain nombre d'appareils de mesure.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 24 JANVIER 1959

La séance est ouverte à 17 h, à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, sous la Présidence de M. Gaston DUPOUY.

Rapport du Trésorier

présenté par M. MOULON
Comptes d'exercice pour la période du 1er janvier au 31 décembre 1958

RECETTES

1°	Cotisations	7 185 619
2°	Subvention	75 000
3°	Banquet annuel	57 500
4°	Remboursement de divers	51 535
5°	Intérêts du portefeuille	59 701
	Total	7 429 355

DÉPENSES

1°	Frais de Secrétariat	2 439 754
2°	Frais de réunions	895 680
3°	Groupes de province	27 750
4°	Manifestations organisées	321 790
5°	Onde Electrique	1 700 234
6°	Matériel	19 230
7°	Divers	11 332
		5 415 770
	Congrès divers	1 042 989
	Excédent des recettes sur les dépenses	970 596
		7 429 355

En caisse au 1er janvier 1958		1 337 548
se décomposant en :		
C.C.P.	743 706	
Banque	551 848	
Espèces	41 994	
Excédent des rentrées sur les sorties		970 596
En caisse au 31 Décembre 1958		2 308 144
se décomposant en :		
C.C.P.	858 464	
Banque	1 445 643	
Espèces	4 037	

BILAN

au 1er janvier 1959

ACTIF		PASSIF	
Frais de constitution	1	Réserves statutaires	1 832 400
Emprunt 5 % 1920/1950	9 000	Provisions Onde Electrique	900 000
Emprunt 3,5 % 1952	120 000	Provisions Annuaire	500 000
Certificats d'investissements 1953	1 000 000	Provision édition Congrès « Tubes »	200 000
Bons du Trésor à intérêts progressifs 1956	2 000 000	Provisions édition Congrès « Circuits et Antennes »	300 000
Avance Colloque « Nucléaire »	100 000	Report à nouveau au 1er janvier 1959	1 804 745
C.C. Postal	858 464		
Compte Banque	1 445 643		
Caisse espèces	4 037		
	5 537 145		5 537 145

Report à nouveau au 1er janvier 1958	1 734 149
Résultat positif de l'exercice 1958	70 546
	1 804 745

Il n'est pas encore possible de donner des comptes tout à fait définitifs du Congrès Tubes Hyperfréquences de 1956, mais nous allons donner des comptes provisoires très probables de ce Congrès.

En ce qui concerne le Congrès Circuits et Antennes Hyperfréquences de 1957, il a été possible d'établir les comptes définitifs du congrès proprement dit, mais pas ceux de la publication du texte des conférences pour laquelle des comptes provisoires vont être seuls donnés.

Enfin les comptes du Congrès d'Electronique Nucléaire de 1958 sont presque achevés. Un résultat positif important apparaît dès maintenant.

Comptes définitifs du Congrès « Circuits et Antennes Hyperfréquences ».

RECETTES

Inscriptions	1 059 047
Subventions	1 605 000
Publicité	801 500
Divers	311 380
	3 776 927

Dépenses	
Papeterie — impressions diverses	515 624
Brochures	1 040 529
Organisation	1 243 193
Réceptions	538 670
Divers	230 999
	3 569 015
Solde bénéficiaire reporté sur le Budget « publications du Congrès »	207 912
	3 776 927
Solde du Congrès	507 912
se décomposant en :	
C.C.P. solde	195 748
C.C.P. dettes non réclamées (location salle)	300 000
Caisse (solde)	12 164
	507 912

Comptes provisoires du Congrès « Tubes Hyperfréquences »

I. — *Congrès proprement dit* :

Recettes	2 796 425
Dépenses	2 197 893
Excédent des Recettes sur les Dépenses	598 532
	2 796 425

II. — *Publications du texte des Conférences* :

Recettes	
Encaissées	2 557 658
Prévues	1 125 000
	3 682 658
Dépenses :	
Payées	3 069 816
A payer	1 357 978
Prévues	60 000
	4 487 794
Excédent des Dépenses de publication sur les Recettes	805 136
	3 682 658
	4 487 794

Résultat provisoire :

Excédent global des Dépenses sur les Recettes	206 604
	598 532
	805 136

Comptes provisoires publications du Congrès « Circuits et Antennes Hyperfréquences ».

Recettes	6 007 000
Report bénéficiaire du Congrès proprement dit	207 000
	6 214 000
Résultat déficitaire prévu (Subventions attendues et non obtenues)	384 000
	6 214 000
Dépenses	6 598 000

En réalité, les chiffres ci-dessus concernant les congrès donnent une idée inexacte de la répercussion réelle de ceux-ci sur les comptes de la Société.

La publication des textes des conférences a soulevé de grosses difficultés matérielles et, la première fois que ce problème a pris de l'importance en raison du succès du congrès de 1956, les engagements pris auprès des participants ont coûté effectivement un peu plus de 1 800 000 F à la Société. L'expérience aidant, ce chiffre a été ramené à environ 400 000 F en 1957.

Ainsi s'explique la rubrique « Congrès divers » dans le chapitre des dépenses de la Société (1 042 585 F cette année). Cette rubrique rassemble les versements correspondant soit à des avances qui ne seront pas remboursées et apparaîtront dans les comptes propres à chaque congrès, soit à des charges découlant indirectement de l'impression des textes de conférences, charges qui ont été supportées par notre Société.

Cette année, grâce à un concours de circonstances heureux, qui ne se reproduira pas tous les ans, d'ailleurs, le solde du Colloque va être nettement bénéficiaire.

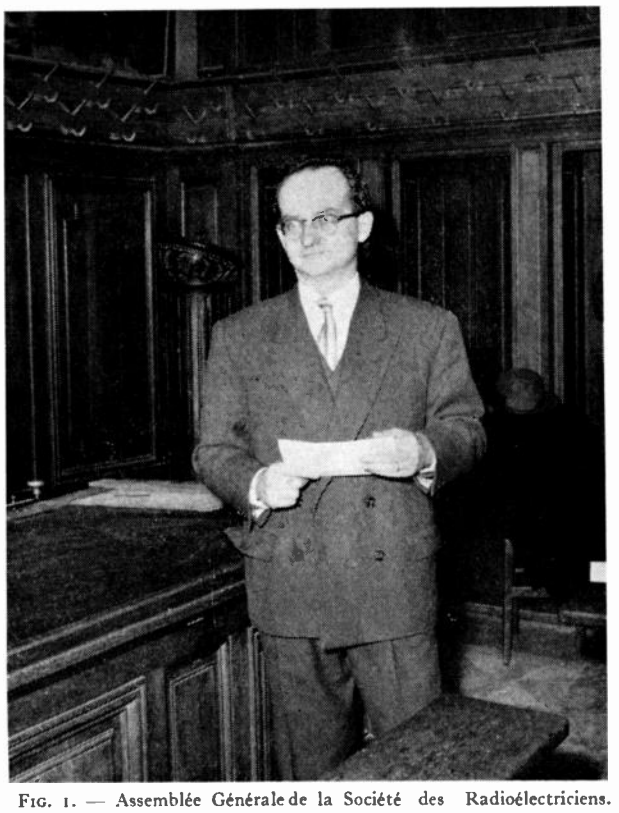


Fig. 1. — Assemblée Générale de la Société des Radioélectriciens. M. Moulon, trésorier de la Société, donne lecture de son rapport. (Reportages A. Meffre).

Compte-rendu des Commissaires aux Comptes

présenté par MM. Charles, Indjoudjian et Pagès

Mesdames, Messieurs,

En application des décisions de votre Assemblée Générale en date du 25 janvier 1958, nous avons examiné les comptes de votre Société pour l'exercice 1958.

Ces comptes font apparaître un accroissement de dépenses d'environ 100 000 F par rapport à l'exercice précédent et un accroissement des recettes d'environ 900 000 F.

Les réserves statutaires n'ont pas varié du fait que les circonstances et la règlementation en vigueur ont conduit à suspendre l'inscription de nouveaux membres à vie. La provision pour fournisseur (Onde Electrique) de l'an dernier est reportée ; il

s'y ajoute trois provisions nouvelles d'un montant total de 1 000 000 F. La première de ces provisions nouvelles, de 500 000F, correspond à la moitié des frais de publication d'un annuaire que votre Société se propose dorénavant d'éditer tous les deux ans. Les 500 000 F restant correspondent aux prévisions de dépenses complémentaires afférentes à la publication des communications présentées aux Congrès « Tubes » et « Circuits et Antennes Hyperfréquences ».

Le résultat de l'exercice est légèrement bénéficiaire et d'environ 70 000 F.

L'examen détaillé des comptes que nous avons fait avec le concours de votre Secrétaire Général et de votre Trésorier nous engage à vous proposer l'approbation des comptes de l'exercice 1958.

Nous vous proposons également de témoigner votre appréciation et d'adresser vos remerciements à votre Secrétaire Général, l'Ingénieur en Chef FLAMBARD et à votre Trésorier, M. MOULON ainsi qu'au personnel du Secrétariat pour les soins constants qu'ils ont apportés à la gestion des comptes de votre Société.

Rapport Moral

présenté par M. A. FLAMBARD
Secrétaire Général

Mes chers Collègues,

Parmi les éléments qui vont nous permettre d'estimer l'activité dont notre Société a fait preuve pendant l'année écoulée, nous considérerons d'abord les réunions générales et les réunions de nos Sections d'études. Les premières, au nombre de 13, ont connu le succès habituel et vous avez pu constater que nous avons réussi à faire une large place aux préoccupations que connaissent aujourd'hui la plupart des ingénieurs électroniciens qui ont besoin d'être tenus au courant des derniers progrès scientifiques dans le domaine qui leur est propre. Les secondes, au nombre de 19, doivent être principalement portées à l'actif de la 9e Section qui en a organisé 7 et de la 1re Section qui en a tenu 5. Est-ce par l'effet du hasard que nous voyons figurer en tête de cette statistique, d'une part la dernière venue de nos spécialités, l'Electronique nucléaire, d'autre part l'aspect le plus abstrait de nos activités ? Peut-être faudrait-il considérer, au contraire, que c'est là l'expression de tendances qui s'imposent actuellement aux techniciens de l'Electronique. Il est juste, en tous cas, d'en remercier M. SURDIN, le très actif Président de la 9e Section, M. l'Ingénieur Général ANGOT et M. le Professeur ROUBINE qui ont assumé successivement pendant l'année la présidence de la 1re Section, ainsi que M. l'Ingénieur en Chef ROBIN qui dirige avec tant de dévouement le Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité.

En complément de ces réunions nous avons pu, grâce à l'aimable collaboration de la Société Nationale des Chemins de Fer Français, organiser, pour nos membres, la visite de l'exposition consacrée à l'électronique au service du chemin de fer. Cette visite a obtenu un vif succès puisque plus de 200 de nos collègues ont pu y participer. Elle a été probablement, pour plusieurs d'entre nous, une révélation de l'importance que l'électronique a prise dans le domaine ferroviaire.

Mais le couronnement de notre activité en 1958 reste sans nul doute ce premier Colloque International sur l'Electronique Nucléaire qui s'est tenu au mois de septembre. Il a réuni 850 participants appartenant à 30 nations et 89 communications y ont été présentées. C'est un succès qui a dépassé toutes les prévisions, et les échos qu'il a déjà suscités à l'étranger témoignent de l'intérêt qu'il a soulevé. Votre Conseil a adressé ses plus chaleureuses félicitations au Président du Comité d'Organisation, M. HERRENG, et à ses collaborateurs parmi lesquels nous devons une mention spéciale à M. SURDIN qui a été l'instigateur de ce Colloque et qui a apporté à sa mise sur pied tout le poids de sa compétence. Nos remerciements iront également aux organismes qui ont contribué à ce succès, au Commissariat à l'Energie Atomique qui nous a fortement soutenus, particulièrement dans le domaine financier, à l'U.N.E.S.C.O. qui nous a fait bénéficier de ses locaux tout neufs, au Ministère des P.T.T. qui nous a prêté sa Salle des Congrès et à l'Agence Atomique Internationale qui nous a donné la solution du problème, toujours délicat, de la publication des comptes-rendus du Colloque.

Un critère de vitalité qui est particulièrement sensible à nos membres est incontestablement l'édition de « L'Onde Electrique ».

Des engagements pris, il y a trois ans, pour la publication des comptes-rendus du Congrès « Tubes Hyperfréquences » ont, par suite même du succès de ce Congrès, lourdement pesé sur la gestion de notre revue. Au début de l'année 1958 le retard à la parution de « L'Onde Electrique » dépassait deux mois. Ce retard est maintenant rattrapé et cette opération s'est faite sans cesser d'améliorer la présentation, en dépit d'une conjoncture défavorable à la publicité. 850 pages de texte témoignent de l'effort qu'ont dû déployer, en pareilles circonstances, les Editions Chiron que nous avons remerciées en votre nom, ainsi que le Comité de Rédaction, M. LIBOIS, Rédacteur en Chef, M. DAYONNET, son adjoint, et les auteurs d'articles. Nous ferons une mention spéciale pour M. ABADIE qui va abandonner la présidence du Comité de Rédaction pour assumer les hautes fonctions auxquelles vos suffrages l'ont appelé lors de notre dernière Assemblée Générale. Il sera remplacé par M. DECAUX. Votre Conseil a exprimé sa reconnaissance à M. ABADIE pour le dévouement dont il a fait preuve en dirigeant pendant deux années la rédaction de notre revue.

FIG. 2. — Assemblée Générale de la Société des Radioélectriciens. M. FLAMBARD, Secrétaire Général de la Société, présente son « rapport moral ». (Reportages A. Meffre).

Il y a un an notre Secrétariat faisait paraître un annuaire de nos membres et nous devions nous excuser aussitôt de son insuffisance. Tous nos efforts, avions-nous promis, tendraient à donner à ce document un caractère périodique, garantie d'une mise à jour certaine. Le Bureau de la Société a décidé de l'éditer tous les deux ans. En fait, celui qui va être distribué dans quelques jours paraîtra un an seulement après son prédécesseur. Un gros effort a dû encore être ici accompli par les Editions Chiron et par le Secrétariat mais nous avons pu ainsi satisfaire au souci de donner à nos collègues un instrument qui leur rende les services qu'on peut légitimement en attendre.

Nous avions espéré pouvoir vous donner un autre indice de la vitalité de notre Société en vous annonçant la venue d'un nouveau rameau sur la branche maîtresse des Groupes de Province. La fondation du Groupe de Lille est en bonne voie mais l'inauguration de ses travaux a été retardée par des difficultés matérielles. Ces difficultés sont maintenant levées et il paraît certain que nous compterons un groupe provincial de plus en 1959.

Fidèle aux règles qui vous ont été exposées l'année dernière, votre Conseil a poursuivi le renouvellement des présidents des Sections d'études. C'est ainsi que M. le Professeur ROUBINE a pris la direction de la 1re Section « Etudes Générales », M. GAMET de la 2e Section « Matériel Radioélectrique » et M. BERNIER de la 5e Section « Hyperfréquences ». A leurs prédécesseurs respectifs, M. l'Ingénieur Général ANGOT, M. LIZON et M. WARNECKE, le Président de la Société des Radioélectriciens a exprimé, en votre nom, la reconnaissance que nous leur devons pour leur action soutenue pendant de longues années à la tête de ces Sections.

Poursuivant notre revue du bulletin de santé nous commenterons très brièvement le bilan financier qui vient de vous être présenté. Vous avez pu constater que, sous ce rapport, notre Société se porte bien. Nous regrettons pourtant de ne faire encore état que de bilans provisoires en ce qui concerne les congrès organisés en 1956 et en 1957. Certes ces bilans ne laissent planer aucune menace mais il est gênant, pour l'administration de la Société, de laisser aussi longtemps des comptes ouverts. Paradoxalement c'est le succès même de ces réunions qui est responsable de ce retard et nous retrouvons là un inconvénient que nous avons signalé ci-dessus à propos de la gestion de « L'Onde Electrique », à savoir la charge que nous impose la publication des comptes-rendus. La formule adoptée pour le dernier Colloque nous permettra d'échapper, en ce qui le concerne, à cet inconvénient.

A ce tableau optimiste nous ne voudrions pas mettre une ombre. Nous devons cependant signaler la stagnation du nombre de nos membres pendant l'année dernière. L'effectif était, au mois de novembre 1958, inférieur de 100 unités à ce qu'il était en novembre 1957 et, pourtant, nous avons reçu, pendant cette période, 270 inscriptions nouvelles. Faut-il attribuer ce fait à certaines difficultés éprouvées par l'Industrie au début de l'année ? Il reste néanmoins surprenant que le chiffre des démissions dépasse celui des inscriptions nouvelles en un temps ou l'Electronique est en train de connaître une expansion extraordinaire. Peut-être aussi certaines abstentions ne sont-elles que des omissions qui ont triomphé des rappels successifs effectués pour le recouvrement des cotisations. A ce sujet, nous demandons instamment à nos membres de ne pas attendre ces rappels pour opérer leur réinscription annuelle, afin de réduire les frais et d'alléger la tâche du Secrétariat qui reste, par ailleurs, à votre disposition pour répondre à vos demandes et accueillir vos suggestions, en un mot pour compléter quotidiennement cette liaison que nos diverses réunions ont pour objet primordial d'établir.

Il nous faut maintenant, comme chaque année, vous demander de pourvoir aux vacances introduites, par le jeu de nos statuts, au Bureau et au Conseil de la Société. Nous vous proposons de désigner, comme Président pour 1960, M. l'Ingénieur Général ANGOT. Nous ne rappellerons pas ici les mérites de M. ANGOT comme technicien de la Radioélectricité. C'est un nom que nos ingénieurs apprennent à connaître dès l'école. Nous dirons seulement qu'il a, pendant dix ans, dirigé l'activité de notre 1re Section d'études et que vos suffrages l'ont déjà appelé à siéger au Conseil de 1938 à 1945, nommé Commissaire aux Comptes en 1946 et Vice-président de 1954 à 1956.

Le mandat de M. LAFFINEUR, Vice-Président, est arrivé à expiration et nous le voyons, à regret, quitter notre Bureau. Pour le remplacer nous vous proposons M. le Professeur BLANC-LAPIERRE. Là encore, il s'agit d'une personnalité dont la réputation dépasse de loin le cercle de notre Société. Sans insister sur la notoriété que ses savants travaux lui ont acquise, rappelons que M. BLANC-LAPIERRE est l'un des plus puissants animateurs de notre Groupe d'Alger dont il est le fondateur et dont il fut le premier président. Il accomplit là-bas, dans les conditions difficiles que nous connaissons, une œuvre des plus utiles pour notre Société, pour la Science et pour notre Pays.

M. L.J. LIBOIS, secrétaire général adjoint, voit également son mandat arriver à sa fin cette année. Mais nos statuts nous laissent heureusement la liberté de le présenter de nouveau à nos suffrages. Il est à peine besoin de dire que nous sommes trop heureux, ce faisant, de pouvoir manifester notre reconnaissance pour le travail considérable que M. LIBOIS accomplit depuis dix ans à la rédaction de « L'Onde Electrique ».

Nous ne pouvons, hélas ! vous demander de maintenir M. GAUSSOT dans ses fonctions de secrétaire puisque nos statuts s'y opposent. Organisateur de nos réunions et rédacteur de la rubrique « Vie de la Société » dans « L'Onde Electrique », M. GAUSSOT a acquis des droits à la reconnaissance de tous. Nous vous proposons de conserver à notre service sa compétence et son dévouement en l'introduisant au Conseil. Pour le remplacer nous avons présenté la candidature de M. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications, en service au C.N.E.T.

Il vous faut encore nommer huit membres du Conseil et trois Commissaires aux Comptes. Les noms que nous vous proposons ont été choisis de façon à allier notre désir d'assurer les intérêts de la Société des Radioélectriciens avec le souci d'équilibrer la représentation de nos membres.

Enfin, votre Conseil vous propose de décider que Roger RIGAL figurera désormais, à titre posthume, sur la liste de nos Présidents d'honneur. Nous avons, l'année dernière, rendu un hommage solennel à sa mémoire. Le geste que nous vous demandons de faire doit prolonger son souvenir aussi longtemps que durera la Société des Radioélectriciens dont il fut un grand serviteur.

Allocution de M. Gaston DUPOUY

Président sortant

Mesdames, Messieurs,

Aujourd'hui expire l'agréable mandat que vous m'avez confié.

Permettez-moi de rappeler quelques faits de la vie de notre Société pendant l'année 1958.

Au cours de deux séances en Sorbonne nous avons rendu hommage à deux anciens Présidents de la Société : Roger RIGAL et le R.P. Pierre LEJAY. Nous avons également évoqué la disparition de deux de nos membres d'Honneur : Frédéric JOLIOT-CURIE et Eugène DARMOIS. A la mémoire de ces éminents Collègues, à celle de tous les membres de la Société qui ont été ravis à l'affection des leurs, à l'estime et l'amitié de tous, j'adresse notre souvenir ému et j'exprime notre gratitude.

Chaque année la Société des Radioélectriciens accorde son patronage à une réunion internationale au cours de laquelle se rencontrent, à Paris, des Ingénieurs et des Savants du monde entier. C'est dans ces conditions que s'est tenu, en septembre 1958, le Colloque International d'Electronique Nucléaire.

M. Louis de BROGLIE, Prix Nobel de Phvsique, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, ancien Président de notre Société, avait accepté la Présidence d'Honneur de ce Colloque dont le Président était M. F. PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

L'idée de ce Congrès est due à M. SURDIN et c'est M. P. HERRENG qui a eu la charge de l'organisation. Je veux, à nouveau, les féliciter l'un et l'autre, ainsi que leurs collaborateurs, pour le magnifique succès de cette manifestation qui a réuni plus de 850 participants appartenant à 30 nations.

Entre les séances qui se tiennent à la Sorbonne et celles des Sections, les Membres du Conseil et ceux du Bureau se réunissent périodiquement, le plus souvent à Malakoff. J'ai été très sensible au charme de ces rencontres, à l'atmosphère si cordiale dans laquelle se déroulent les discussions qui touchent aux divers aspects de la vie de la Société des Radioélectriciens.

Je remercie les anciens Présidents, les Vice-Présidents, tous les membres du Conseil et du Bureau. J'ai fait souvent appel à eux dans des circonstances variées et parfois délicates ; c'est toujours avec une touchante amitié qu'ils m'ont éclairé de leurs avis, aidé par leurs conseils, ce qui a rendu ma tâche facile. Je veux leur redire ici, ce soir, toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Personne ne sera surpris que je mentionne tout spécialement ce que je dois à notre Secrétaire Général, M. A. FLAMBARD qui se dévoue sans compter au service de notre Société. Je lui exprime nos remerciements les plus cordiaux.

J'adresse également notre gratitude au Personnel du Secrétariat, dont nous apprécions tous la célérité et l'efficacité.

Les conférences du Samedi en Sorbonne nous ont fourni beaucoup d'éléments de satisfaction. En particulier elles nous ont permis d'apprécier la haute qualité de nos conférenciers,

l'importance des travaux de recherches des Ingénieurs et des Savants Français auxquels je rends hommage. Nous avons pu constater, par la même occasion, la vigueur de nos Industries Radioélectriques qui, sur le plan international, se maintiennent à l'avant-garde du progrès.

La publication des conférences, des comptes rendus de nos séances, des informations de tous ordres touchant l'activité de la Société est assurée par l'*Onde Electrique*. C'est une revue de qualité exceptionnelle dont l'audience est très grande, en France et à l'Etranger. En votre nom je rends hommage aux membres du Comité de Rédaction et à son Rédacteur en Chef M. LIBOIS ainsi qu'à M. DAYONNET, son adjoint.

Mesdames, Messieurs,

La tradition veut que le Président sortant présente son successeur ; je me conformerai avec plaisir à cette heureuse coutume. Mais comme vous connaissez tous fort bien l'éminent radioélectricien qu'est M. Paul ABADIE, je me bornerai à rappeler les étapes essentielles de sa carrière.

M. Paul ABADIE est né en 1898. Elève de Mathématiques Spéciales au Lycée de Toulouse, il est appelé sous les drapeaux en avril 1917.

Au moment de l'armistice de 1918, M. ABADIE est sous-Lieutenant d'Artillerie et titulaire de la Croix de Guerre. Il reprend ses études en janvier 1920 et entre à l'Ecole Polytechnique au mois d'octobre de la même année.

A la sortie de l'Ecole, M. P. ABADIE fait un bref séjour dans l'industrie électrique ; puis il débute comme Ingénieur à l'Etablissement Central du Matériel de Radiotélégraphie militaire, sous les ordres de René MESNY.

Le Général FERRIÉ fait créer, le 6 décembre 1926, le Laboratoire National de Télégraphie sans Fil, qui devient plus tard le Laboratoire National de Radioélectricité. M. P. ABADIE est un des Ingénieurs de la première heure de ce Laboratoire et c'est là qu'il a effectué une très grande partie de ses travaux.

En 1941, M. P. ABADIE est incorporé dans le cadre des Ingénieurs des P. T. T. et nommé Ingénieur en Chef.

Le 1er janvier 1950 il est nommé dans le Corps Interministériel des Télécommunications en qualité d'Ingénieur en Chef, toujours affecté au Laboratoire National de Radioélectricité.

Entre temps M. P. ABADIE exerce des fonctions d'enseignement à l'Ecole Supérieure d'Electricité (section de Radiotélégraphie), puis à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. Il est, en ce moment, Professeur de Radioélectricité Générale à l'Ecole Nationale de l'Aviation Civile et à la Météorologie Nationale.

M. P. ABADIE a poursuivi des travaux de recherches dans trois grands domaines :

— la métrologie des grandeurs radioélectriques,

— l'amélioration de la technique des mesures en haute fréquence,

— l'étude de la structure de la matière par des méthodes radioélectriques.

On doit à M. P. ABADIE la mise au point de méthodes de mesures originales, qui ont permis de perfectionner les mesures des impédances, des tensions, des intensités, des pertes diélectriques, etc. à des fréquences de plus en plus élevées ; la mise au point des méthodes de mesure et des règles de qualité des récepteurs radioélectriques.

L'étude des pertes et du pouvoir inducteur spécifique a conduit M. P. ABADIE à des recherches concernant la structure de la matière : dispersion, absorption et interaction moléculaire dans les liquides, spectres hertziens de divers corps.

Ces derniers travaux qui ont valu à M. P. ABADIE le grade de Docteur ès Sciences (1936), ont été poursuivis en liaison avec l'Institut de Biologie Physico-Chimique. M. P. ABADIE continue à travailler, comme Chef de Laboratoire, dans cet Institut.

Toute cette activité s'est traduite par de nombreuses publications, dont plus de 20 Notes aux Comptes-Rendus de l'Académie des Sciences et une thèse de Doctorat.

L'Académie a tenu à honorer l'œuvre scientifique de M. Paul ABADIE à qui, en 1942, elle a décerné le Prix Pierre LAFFITE.

En 1948, M. ABADIE est fait Chevalier de la Légion d'Honneur.

Naturellement la notoriété scientifique de M. P. ABADIE lui a valu, par ailleurs, d'être nommé Président de la Commission des Mesures du Comité National de Radioélectricité Scientifique. De ce fait, il a participé au travail de plusieurs Assemblées Générales de l'Union Radio Scientifique Internationale. Il est également Vice-Président de la Commission des Récepteurs du Comité Consultatif International des Radiocommunications.

C'est donc un véritable radioélectricien qui me succède à la présidence de notre Société.

Mon Cher Président et Ami, en vous passant la Présidence, je vous confie les destinées de la Société des Radioélectriciens et, — comme tous ici, — je suis heureux de penser qu'elles sont placées en de très bonnes mains.

Allocution de M. Paul ABADIE

Président pour 1959

Mesdames, Messieurs, mes chers collègues,

Je suis heureux de pouvoir enfin vous dire combien j'ai été sensible à l'honneur que vous m'avez fait il y a un an en m'appelant à présider notre Société pour l'année 1959 et je vous en remercie bien sincèrement.

Je suis flatté et confus de la présentation trop élogieuse que vient de vous faire M. Gaston DUPOUY et je lui présente mes vifs remerciements. Je vous remercie aussi, Monsieur le Président, au nom de nous tous, des services que vous avez rendus à notre Société. Absorbé par la Direction du Centre d'Optique Electronique de Toulouse, vous n'avez pas hésité à entreprendre un

FIG. 3. — Assemblée Générale de la Société des Radioélectriciens. A gauche : M. P. ABADIE, Président pour 1959 ; à droite : M. G. DUPOUY, Président sortant. (Reportages A. Meffre).

voyage relativement long et pénible chaque fois que le programme d'action ou l'intérêt de notre Société le demandait. Tiraillé à votre arrivée à Paris par suite de votre haute fonction au Centre National de la Recherche Scientifique, vous avez réussi à vous dégager pour passer auprès de nous un temps précieux. Nous n'oublierons pas l'autorité et l'efficacité avec lesquelles vous avez conduit nos travaux et présidé nos réunions. Je n'oublierai pas votre bienveillance à mon égard et, fort de la confiance que vous avez créée, je me permettrai de faire appel à votre haute compétence si je rencontre au cours de cet exercice un problème difficile ou délicat à résoudre.

En ouvrant cette Présidence, je ne résiste pas au désir de vous dire comment je suis devenu membre de notre Société. Embauché comme contractuel dans le Personnel Civil Technicien de la Radiotélégraphie Militaire, j'arrivais un matin d'octobre 1923, dans le service de René MESNY situé dans des locaux du 51 bis, boulevard Latour-Maubourg, près des Invalides. Dans la pièce où me fut réservée une table-bureau, je voisinais avec M. Pierre DAVID et avec la secrétaire de René MESNY, qui s'occupait aussi du secrétariat de la Société des Amis de la T. S. F. René MESNY était alors Secrétaire Général de cette Société, qui devait devenir plus tard la Société des Radioélectriciens ; les archives et la bibliothèque, de volume assez réduit, étaient rangées dans une modeste armoire avec quelques collections des premiers numéros de l'*Onde Electrique*. Moins d'une heure après mon arrivée, j'étais membre de la Société des Amis de la T. S. F. Je n'avais pu d'autre part résister à la proposition discrète, mais ferme, d'acquérir tous les numéros déjà parus de l'*Onde Electrique*, soit pratiquement une quinzaine.

Il m'arrive quelquefois d'imaginer que je me trouve plongé dans le milieu où je vis actuellement, mais avec quelques dizaines d'années d'âge en moins. Je dois avouer d'ailleurs que les mobiles qui sont à la naissance de ce rêve utopique n'ont pour la plupart rien à voir avec la radioélectricité ou l'électronique. Mais je ne peux songer sans effarement à la situation dans laquelle je me trouverais si, jeune technicien débutant, devenant actuellement membre de la Société, on me persuadait d'acquérir tous les numéros de l'*Onde Electrique* parus à ce jour. Sans parler du prix, le volume et le poids n'auraient rien de commun avec ceux des numéros que j'ai pu sans difficulté emporter dans ma serviette en octobre 1923.

Peu de temps après mon admission à la Société des Amis de la T. S. F., René MESNY me demanda de m'occuper de la fabrication de l'*Onde Electrique* et je fus ensuite Secrétaire de rédaction. Je devenais en sorte l'objet d'une propagation guidée qui m'a conduit, avec des affaiblissements plus ou moins importants, mais temporaires, à m'intéresser de plus en plus à la vie de notre Société. Les contacts que j'ai eus me permettent d'affirmer que la Société des Radioélectriciens a eu la chance de bénéficier, surtout dans les moments difficiles, du concours de personnes, qui, à tous les échelons, lui ont voué un grand dévouement. On ne m'en voudra pas si, parmi tous les noms qui sont aujourd'hui présents à ma mémoire, je n'en cite que deux : celui de René MESNY qui reste pour moi le type du parfait honnête homme, dans le sens le plus large et le plus noble du mot, et celui de Roger RIGAL avec qui j'ai eu souvent l'occasion de m'entretenir amicalement de la Société dans son bureau de la rue Barrault et dont je n'ai jamais autant que ce soir déploré la disparition brutale.

Mais, il me faut maintenant, non sans quelque inquiétude, me tourner vers l'avenir pour poursuivre la tâche entreprise par mes éminents prédécesseurs. Le programme de travail est nettement tracé et je n'en signalerai ici que quelques points particuliers.

A la deuxième Assemblée Générale (fin mai 1923), il y avait environ 1 000 membres à la Société des Amis de la T. S. F. ; ma carte d'adhérent datée d'octobre 1923 porte le n° 1 041. Aujourd'hui, lors de la 32e Assemblée Générale, le nombre des membres de la Société des Radioélectriciens est nettement inférieur à 3 000. Ce chiffre est manifestement trop faible, compte-tenu du développement des techniques radioélectriques, électroniques et connexes. Comme l'a dit M. AUBERT, en prenant la présidence il y a deux ans, nous devrions être au moins 5 000. Il va donc falloir voir d'urgence les moyens à mettre en œuvre pour intensifier la propagande et la rendre plus efficace, mais, dès aujourd'hui, je fais un appel pressant à tous les membres, particulièrement à ceux qui sont présents ici, pour recruter autour d'eux de nouveaux membres. Il est tout à fait inutile de vous dire les avantages que procurera une augmentation substantielle de nos effectifs.

A la question du nombre des membres est liée celle du nombre et de la vie des groupes de provinces. Un groupe va être inauguré très prochainement à Lille et nous adressons de chaleureux remerciements à notre ancien Président M. AUBERT qui est à l'origine de sa création. Mais lorsqu'on regarde la répartition « spatiale » de ces groupes, on aperçoit des régions que je n'hésite pas à qualifier de déshéritées, puisque nous n'y sommes représentés que par des membres isolés. Vous ne m'en voudrez pas, Monsieur le Président, de penser à une région qui nous est chère à tous les deux, je dirai le Sud-Ouest sans préciser. Le développement industriel relativement récent, mais rapide de cette région, doit nous permettre d'espérer.

Il faudra aussi envisager d'étendre les sections d'études et de faire une place à des techniques non encore représentées. Une attention particulière devra être apportée à la vie de ces sections, car les réunions assez intimes de membres dont l'activité est centrée sur des sujets communs facilitent les échanges de vues et les discussions.

Rien ne sera négligé pour accroître l'intérêt de nos réunions mensuelles. Encore ici, je fais appel à la bonne volonté de tous les membres pour nous aider à trouver des sujets actuels et intéressants et des conférenciers, pour assister nombreux à nos réunions et prendre part aux discussions. A ce sujet, on peut reprendre textuellement ce qui a été dit par l'un des fondateurs de notre Société, le Professeur PEROT, à l'ouverture de la 1re Assemblée Générale : « Les échanges de vues amènent l'intimité et les communications faites perdront le tour un peu pédagogique vers lequel elles tendront fatalement pour garder un caractère moins austère et partant plus attrayant. La Société vivra alors d'une vie intense et fructueuse ».

Enfin vous savez que notre siège est à l'Ecole Supérieure d'Electricité à Malakoff et que son installation est assez précaire. Il y a longtemps que tous ceux qui s'intéressent à la Société ont rêvé d'avoir une maison bien à elle, où les membres pourraient se retrouver, consulter les revues techniques, en un mot se plonger dans une atmosphère cordialement « radioélectricienne ». La réalisation de ce projet présente des difficultés, plus précisément d'ordre financier, qui n'autorisent pas actuellement beaucoup d'espoir. Mais il ne faut pas y renoncer ; au contraire, il faut y penser souvent et rassembler patiemment les moyens qui doivent permettre d'aboutir dans un délai que je souhaite ardemment assez court.

Voilà, parmi bien d'autres, quelques sujets de préoccupation au début de cette présidence. Je sais que l'on juge souvent plus sévèrement les hommes sur ce qu'ils n'ont pas fait que sur ce qu'ils ont fait. Et je ne serais pas du tout rassuré si je ne savais pouvoir compter sur l'aide effective des anciens Présidents, en particulier de ceux qui suivent avec assiduité les manifestations de la Société, ainsi que sur celle des membres du Bureau et du Conseil dont je connais la compétence et le dévouement. Je me félicite d'avoir à mes côtés comme Secrétaire Général M. l'Ingénieur en Chef FLAMBARD dont j'ai déjà pu apprécier les solides qualités de travail et d'ordre et qui continue bien la tradition des remarquables secrétaires généraux de notre Société. Je suis très heureux aussi que M. DECAUX ait bien voulu assurer la Présidence du Comité de Rédaction de l'Onde Electrique et je suis sûr qu'avec le concours expérimenté de M. LIBOIS et de ses collaborateurs, il rendra notre revue encore plus instructive et plus attrayante. Je fais enfin confiance à tous les membres et particulièrement aux jeunes pour animer la Société d'une vie encore plus intense pour le plus grand bien et le plus grand renom de la technique française.

Sur cet acte de foi dans l'avenir de notre Société, je donne la parole à M. Etienne VASSY pour sa communication sur :

L'Emission radioélectrique des satellites artificiels

Applications à la connaissance de l'ionosphère.

WRH

ACTIVITÉS ET VIE DE LA SOCIÉTÉ

RÉUNIONS DU BUREAU

Réunion du mois de novembre 1958.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le vendredi 14 novembre 1958 à 17 h sous la présidence de M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : M. ABADIE, Mlle BARET, MM. CABESSA, DAYONNET, FLAMBARD, GAUSSOT, LAFFINEUR, LESCHI, MATRAS, MOULON.

Excusés : MM. BESSON, DAVID, GOUDET, LIBOIS, DE MARE, PICAULT, PONTE, RABUTEAU.

Assistait à la séance : M. SURDIN, (Colloque *Electronique Nucléaire*).

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 6 septembre 1958, les candidatures de 10 nouveaux membres sont acceptées.

2° Le Président rend hommage à la mémoire du R.P. Pierre LEJAY, ancien Président de la Société des Radioélectriciens et de Eugène DARMOIS, membre d'honneur ;

3° M. Surdin, en l'absence de M. HERRENG, Président du Comité d'Organisation du Colloque *Electronique Nucléaire* rend compte du succès obtenu par ce Colloque tant sur le plan national qu'international (voir Onde Electrique, décembre 1958, p. 842) ;

4° M. DAYONNET, remplaçant M. LIBOIS empêché, présente le programme d'ensemble de l'*Onde Electrique* pour 1959 ;

5° M. FLAMBARD expose le programme des activités de la Société pour la fin de 1958.

Réunion du mois de décembre 1958.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 11 décembre 1958 à 16 h 30 sous la présidence de M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : MM. ABADIE, AUBERT, Mlle BARET, MM. DAYONNET, FLAMBARD, GAUSSOT, GOUDET, LAFFINEUR, LESCHI, DE MARE, MATRAS, MOULON, PICAULT.

Excusés : MM. CABESSA, LIBOIS, PONTE, RABUTEAU.

Assistait à la séance : M. GINIAUX, *Onde Electrique*.

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 14 novembre 1958, les candidatures de 10 nouveaux membres sont acceptées ;

2° le Bureau nomme M. Bernard DECAUX, Président du Comité de Rédaction de l'*Onde Electrique*, en remplacement de M. Paul ABADIE qui doit assumer la Présidence de la Société des Radioélectriciens en 1959 ;

3° le Bureau arrête la liste des noms des personnes dont les candidatures seront proposées au Conseil pour le renouvellement du Bureau et du Conseil lors de l'Assemblée Générale en janvier 1959 ;

4° le Bureau propose au Conseil les noms des présidents des 4e, 9e et 10e Sections d'Etudes (voir compte-rendu de la réunion du Conseil) ;

5° M. FLAMBARD expose le programme des activités de la Société pour janvier et février 1959 ;

6° M. GINIAUX présente au Bureau le bilan de la gestion de l'*Onde Electrique* en 1958.

Réunion du mois de janvier 1959.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le 9 janvier 1959 à 17 h sous la présidence de M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : MM. ABADIE, AUBERT, Mlle BARET, MM. BESSON, CABESSA, DAYONNET, FLAMBARD, GAUSSOT, GOUDET, MOULON, PICAULT.

Excusés : MM. LAFFINEUR, LESCHI, LIBOIS, DE MARE, PONTE.

1° En ouvrant la séance M. Gaston DUPOUY exprime aux membres du Bureau les vœux qu'il forme à leur intention et à celle de la Société ;

2° après adoption du procès-verbal de la séance du 11 décembre 1958, les candidatures de 60 nouveaux membres sont acceptées;

3° le Bureau décide d'accorder son patronage au Congrès International d'*Electronique Médicale* qui se tiendra à Paris en juin 1959.

RÉUNION DU CONSEIL

Réunion du mois de décembre 1958.

Le Conseil de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 11 décembre 1958 à 18 h sous la présidence de M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : MM. ABADIE, ANDRIEUX, AUBERT, BERNIER, BOELLA, CHABROL, DAYONNET, DEMAN, FLAMBARD, FOREY, GAUSSOT, GEFFROY, GINIAUX, GOUDET, LABEYRIE, LAFFINEUR, LESCHI, DE MARE, MATRAS, MOULON, PICAULT, POLONSKY, ORTUSI, VIDREQUIN.

Excusés : MM. ALBAGLI, CABESSA, COURTILLOT, DASCOTTE, DUFOUR, GUÉRIN, LIBOIS, NOZIÈRES, PONTE, RABUTEAU.

1° Le procès-verbal de la séance du 12 mai 1958 est adopté ;

2° le Président signale la perte éprouvée par la Société du fait des décès de Frédéric JOLIOT-CURIE et de Eugène DARMOIS, membres d'Honneur et du Révérend Père Pierre LEJAY, ancien Président. Il rend successivement hommage à leur mémoire ;

3° le Président informe le Conseil que le Jury du Prix Henri ABRAHAM a décerné ce prix à M. Georges BROUSSAUD, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F. pour son travail : *La diffraction des ondes électromagnétiques par un réseau de plaques percées de trous* ;

4° M. HERRENG, Président du Comité d'Organisation du Colloque *Electronique Nucléaire* tenu à Paris du 16 au 20 septembre 1958, informe le Conseil des résultats de ce Colloque.

Les 850 participants se sont réunis au siège de l'U.N.E.S.C.O. et dans la salle des Congrès du Ministère des P.T.T. (voir *Onde Electrique*, décembre 1958, p. 842).

Ce Colloque a obtenu un grand succès dont déjà certaines publications étrangères ont donné des échos.

Les comptes rendus des travaux seront publiés par les soins de l'Agence Atomique Internationale.

Le Président adresse ses félicitations à M. HERRENG et le prie de transmettre ses remerciements aux membres du Comité d'Organisation ;

5° pour les élections à l'Assemblée Générale, le Conseil, sur proposition du Bureau, décide de proposer les candidatures suivantes :

Président pour 1960 : l'Ingénieur Général André ANGOT.

Vice-Président (1959-1961) : M. André BLANC-LAPIERRE.

Secrétaire Général-Adjoint (1959-1961) : L. J. LIBOIS.

Secrétaire (1959-1961) : M. J. DEZOTEUX.

Membres du Conseil (1959-1961) : MM. CHAVANCE, DUMOUSSEAU, FÉLICI, GAUSSOT, GUILLAUD, HERRENG, LAMARCHE, DE VERDIÈRE.

Commissaires aux comptes (1959) : MM. P. ANDRIEUX, H. NOZIÈRES, P.M. PRACHE ;

6° Le Conseil, sur proposition du Bureau, procède aux nominations suivantes à dater du 1er juillet 1959 :

Président de la 4e Section *Télévision* : M. Yves ANGEL

— 9e — *Electronique Nucléaire* : M. J. LABEYRIE

— 10e — *Formation du Personnel Technique* : M. P. RIVIÈRE.

7° le Conseil approuve les projets de compte rendu financier et de rapport moral qui seront lus à l'Assemblée Générale ;

8° M. GINIAUX fait un exposé sur la situation de l'*Onde Electrique*. Il constate que le retard dans la parution des numéros a été rattrapé en fin d'année.

Le Conseil étudie la question de la diffusion de l'*Onde Electrique* à l'étranger.

Le Président conclut que la revue l'*Onde Electrique* fait honneur à la Société des Radioélectriciens. Il remercie M. Paul ABADIE, qui va quitter les fonctions de Président du Comité de Rédaction, et annonce au Conseil qu'il sera remplacé par M. Bernard DECAUX.

RÉUNIONS EN SORBONNE

Réunion du samedi 15 novembre 1958.

Cette réunion présidée par M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens était consacrée à une communication sur *Les phénomènes optiques et magnéto-optiques en hyperfréquences*. M. Roger SERVANT, Professeur à la Faculté des Sciences de Bordeaux fit un exposé sur *Les recherches polarimétriques récentes effectuées au Laboratoire d'Optique Ultrahertzienne de Bordeaux*.

Après avoir rappelé la création récente d'un Centre de 3e cycle d'optique ultrahertzienne à Bordeaux, l'auteur rendit compte des recherches d'ordre polarimétrique qui y ont été déjà effectuées dans le domaine des hyperfréquences :

1° Recherches analogiques sur la dispersion rotatoire naturelle à 3 000 MHz — L'auteur, poursuivant des recherches antérieures sur l'effet Cotton hertzien, a montré, avec la collaboration de MM. LOUDETTE et CHARRU, l'activité optique, dans la bande X, d'un « modèle de Kuhn » (anomalie rotatoire de plusieurs dizaines de degrés, ellipticité de la vibration émergente au centre de la bande d'absorption). Ces recherches ont été confirmées et poursuivies à 2 000 MHz par M. LOUDETTE et à 1 000 MHz, à l'air libre, avec des aériens hélicoïdaux, par MM. LOUDETTE, BRETON et CHARRU.

2° Anomalies d'effet Faraday des ferrites, à la résonance, à 2 000 MHz — MM. LOUDETTE et CHARRU ont pu tracer, pour un ferrite 4 B, les courbes de rotation et d'ellipticité en fonction du champ et de la longueur d'onde.

3° Réalisation d'un coupleur directionnel à biréfringent quart d'onde par M. A. CHARRU. Ce dispositif a été utilement inclus dans le spectromètre qui a servi à l'étude de la résonance paramagnétique électronique des solutions de lithium dans l'ammoniac liquide.

4° Biréfringence et dichroïsme rectiligne du papier à 3 000 et 10 000 MHz. L'auteur, avec la collaboration de M. GOUGEON, puis de M. CAZAYUS CLAVERIE, a pu montrer que toute une réfractométrie et même une *biréfractométrie* des papiers pouvait être instaurée aux hyperfréquences. D'autre part, on peut obtenir des renseignements intéressants sur le *blocage* anisotrope des molécules d'eau par la cellulose.

5° Réalisation de polarimètres de précision, à double sonde, pour la bande des 10 000 MHz. L'auteur décrit en particulier l'appareil réalisé au laboratoire par M. PICHERIT. La précision des pointés est supérieure à 10″. Une étude de la variation thermique de l'effet Faraday des ferrites est en cours.

M. Gaston RAOULT, Professeur à la Faculté des Sciences de Clermont-Ferrand exposa ensuite *des Méthodes de polarimétrie hyperfréquence et quelques résultats obtenus dans la bande des 3 cm.*

Le Conférencier étudie les transformations qu'il faut apporter aux méthodes usuelles de l'optique polarimétrique pour les adapter aux études sur les guides d'ondes en ondes centimétriques et millimétriques. Différents schémas sont indiqués et une réalisation décrite qui permet de mesurer avec une précision meilleure que la minute d'arc les rotations et l'ellipticité des vibrations. Un exemple est donné dans le cas des pinènes.

Réunion du samedi 29 novembre 1958.

Cette réunion présidée par M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à une conférence de M. Charles GUILLAUD, Directeur de recherches au Centre National de la Recherche Scientifique, sur *Les propriétés générales et les applications des ferrites.*

L'auteur traite d'abord des mécanismes d'aimantation qui conditionnent les propriétés : rotations ; déplacements de parois ; énergies magnétocristalline, magnétoélastique, de champ démagnétisant.

Les ferrites *aimant* sont étudiés en liant leurs propriétés aux différentes énergies qui déterminent la valeur du champ coercitif et les perspectives offertes par les ferrites sont discutées.

Il est ensuite montré de quoi dépendent, dans les ferrites doux, la perméabilité initiale et les différentes pertes en insistant tout particulièrement sur la composition chimique et la structure granulaire. Les grandes voies de recherches sont précisées.

Les propriétés des grenats sont décrites en liaison avec le ferrimagnétisme.

Les principales applications des ferrites sont ensuite discutées champs forts, champs faibles, propriétés non linéaires, hyperfréquences. Pour chacune de ces grandes catégories, l'auteur s'est attaché à montrer comment les applications dérivent des propriétés fondamentales. En terminant, l'auteur indique les possibilités d'avenir, en insistant sur les lacunes qui restent encore à combler quant à la connaissance des différents mécanismes.

Réunion du samedi 20 décembre 1958.

Au cours de cette réunion, présidée par M. M. LAFFINEUR, Vice-Président de la Société des Radioélectriciens, M. SURDIN, Chef de Département au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay et Président du Comité de lecture du Colloque *Electronique Nucléaire* a fait un compte rendu du premier colloque international sur l'Electronique Nucléaire (voir *Onde Electrique*, décembre 1958, p. 842).

Réunion du mardi 6 janvier 1959.

A la Maison de la Chimie, sous la présidence de M. M. LAFFINEUR, Vice-Président de la Société des Radioélectriciens, le Dr E. RECHTIN, Chef de la *Guidance Research Division* du *Jet Propulsion Laboratory* de l'Institut de Technologie de Californie a fait une conférence sur les *Techniques utilisées dans la poursuite de l'engin lunaire expérimental Pioneer III.*

La conférence prononcée en anglais fut traduite très fidèlement, au fur et à mesure par M. SULZER, Ingénieur au C.N.E.T.

Réunion du samedi 10 janvier 1959.

Cette réunion présidée par M. Gaston DUPOUY, Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à une conférence de M. Raymond CABESSA, Chef du Service des Systèmes Electroniques à la Société L.M.T. sur les *Liaisons Transhorizon.*

Le mode de propagation des ondes UHF au delà de l'horizon dit « par diffusion troposphérique » a conduit dès maintenant à des réalisations. L'auteur montre que cette technique ouvre de nouvelles perspectives pour la construction de réseaux téléphoniques dans des régions peu sûres ou d'accès difficile. Les caractéristiques des circuits ainsi procurés sont compatibles avec les recommandations du C.C.I.T.T. et du C.C.I.R., malgré les difficultés dues à l'énorme affaiblissement de propagation entre émetteur et récepteur. L'obtention de telles performances conduit à des métho-

des particulières pour l'établissement de projets d'ensemble, pour le choix des sites, pour la conduite des essais de propagation et pour l'installation des réseaux téléphoniques utilisant les liaisons transhorizon.

L'auteur indique des données économiques et des exemples de réalisation permettant de préciser les perspectives d'avenir de ces liaisons.

RÉUNIONS DES SECTIONS

1re Section : « Etudes Générales ». — Groupe de Mathématiques Appliquées à la Radioélectricité.

Réunion du mardi 18 novembre 1958.

Cette réunion tenue en commun avec l'Association Française de Calcul (AFCAL) était consacrée à une communication de M. Paul POINCELOT Docteur ès Sciences, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. et de M. Robert MEYNIEUX, Agrégé de l'Université (C.N.R.S.) sur *La Propagation d'une onde électromagnétique plane, à travers une couche ionisée, en présence de chocs et avec une répartition parabolique de la densité électronique en fonction de la hauteur. Calcul de solutions numériques de l'équation de Weber par la méthode de Liouville améliorée, pour de grandes valeurs complexes du paramètre et de la variable.*

Après avoir exposé le problème, les conférenciers montrent la nécessité d'une étude mathématique importante, en raison de la convergence très lente des séries pour les valeurs pratiques des données.

L'exposé proprement dit comprend trois parties :

— L'équation de Weber, $\frac{d^2 u}{dW^2} + \left(n - \frac{W^2}{4}\right) u = 0$. Relations entre les diverses solutions.

— Approximations de la fonction Gamma. Transformation de l'équation de Weber. Equations intégrales. Séries résolvantes.

— Majorations des termes de ces séries. Valeurs approchées qui en résultent pour les solutions cherchées et leurs dérivées.

Enfin les conférenciers terminent en donnant quelques résultats numériques obtenus.

Réunion du vendredi 5 décembre 1958.

Cette réunion du Groupe de Mathématiques Appliquées à la Radioélectricité était consacrée à un exposé de M. Maurice BOUIX, Docteur ès Sciences, sur l'*Extension aux distributions de quelques formules vectorielles et l'application des distributions aux sources électromagnétiques.*

L'exposé comprenait :

— le rappel de quelques définitions relatives aux distributions ;

— les formules d'analyse vectorielle ;

— les équations de Maxwell et l'équation de Helmholtz ;

— l'étude de l'élément de courant et de quelques ondes sphériques.

Réunion du lundi 19 janvier 1959.

Cette réunion du Groupe de Mathématiques Appliquées à la Radioélectricité était consacrée à deux communications, l'une de M. Paul POINCELOT, Docteur ès Sciences, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T., l'autre de M. Emile JULIER, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

M. Paul POINCELOT a exposé le *Critère d'unicité pour les solutions de problèmes aux limites — condition aux arêtes (Kantenbedingung) de J. Meixner, application au théorème de Babinet.*

L'auteur montre que de nombreux problèmes de propagation et de diffraction se ramènent à l'intégration d'équations aux dérivées partielles, telles que celles de Maxwell, avec des conditions aux limites. Un procédé courant est de rechercher une solution particulière, par les méthodes de Hertz, de Bromwich-Borgnis, etc. Mais il faut ensuite être certain que cette solution est celle qui convient et l'on peut citer des erreurs à ce propos. L'auteur, se rapportant aux travaux de plusieurs savants, rappelle les conditions d'unicité, élargies par J. Meixner au cas des surfaces présentant des arêtes vives et applique ces considérations au théorème de Babinet, relatif à la diffraction de deux écrans plans, infiniment minces, parfaitement conducteurs et complémentaires l'un de l'autre.

M. Emile JULIER fait quelques *Remarques sur la forme tensorielle des équations de Maxwell.*

L'auteur rappelle les équations de Maxwell classiques et donne leur écriture sous forme tensorielle.

Puis il définit :

— le tenseur de champ électromagnétique ; le tenseur conjugué.

— le tenseur d'impulsion-énergie du champ électromagnétique.

L'auteur donne l'expression de ce tenseur faisant apparaître une symétrie formelle entre le tenseur de champ électromagnétique et son tenseur conjugué. Il indique une expression analogue du vecteur force généralisé.

Dans le cadre des réunions de la 1re Section « Etudes Générales » M. BOUZITAT, Ingénieur en Chef à la S.A.C.M. a fait le jeudi 30 octobre 1958, une conférence intitulée *Quelques aspects actuels de la recherche opérationnelle.*

2e Section : « Matériel Radioélectrique ».

Sous la présidence de M. GAMET, Président de la 2e Section, M. BERMAN, de la Société « Radio Air » a fait un exposé le samedi 17 janvier 1959 sur un *Pilote automatique de haute précision « Synchro-Compteur ».*

L'organe de base du pilote B.L.U. est un générateur à quartz à haute précision, de l'ordre de 2 à 3.10^{-7}, dont la fréquence est de 1 Mc/s.

Ce générateur synchronise, à l'aide de discriminateurs de phase, une boucle H.F. et une boucle B.F. travaillant en série. Il en résulte un système quantifié de 100 c/s en 100 c/s entièrement synchronisé sur le quartz de référence et délivrant 225 000 canaux avec une précision de 2 à $3.10^{-7} \pm 0{,}5$ c/s.

Le conférencier indique que cet ensemble est télécommandé à distance à partir d'une boîte de commande, du type *matériel de bord d'avion*, sur laquelle se trouve un compteur décimal à 5 chiffres, qui indique en lecture directe, la fréquence du pilote.

En même temps, le pilote distribue les renseignements de télécommande à l'émetteur, à l'accord antenne et au récepteur, ainsi que les fréquences précises de démodulation et de modulation de B.L.U., constituant ainsi un ensemble entièrement automatique commandable à partir d'un compteur unique.

La gamme couverte est de 1,5 à 24 Mc/s avec une extension possible jusqu'à 30 Mc/s.

3e Section « Electro-acoustique ».

Réunion du mercredi 17 décembre 1958.

Au cours de cette séance, tenue en commun avec le G.A.L.F., deux communications ont été faites, l'une par le Docteur GROGNOT sur l'*Influence du bruit sur certaines fonctions visuelles*, l'autre par le Docteur TOMATIS sur des *Considérations sur la physiologie auditive.*

8e Section : « Electronique Appliquée ».

Sous la double présidence de MM. GIBOIN et CHALVET, dans le cadre des conférences organisées par la 8e Section en commum avec l'A.I.E., M. KIEFFER des Ets Ed. JAEGER a parlé mercredi 14 janvier 1959 de l'*Arbre Electrique à Contrôle Impulsionnel.*

M. KIEFFER a exposé une méthode d'emploi du tube compteur E1T en synchroscope régulateur. Le principe consiste à faire d'une part compter au tube E1T des impulsions provenant de l'arbre asservi et proportionnelles en nombre à la vitesse de cet arbre, et d'autre part décompter des impulsions provenant de l'arbre ou de l'oscillateur de référence. La tension d'anode, fonction du chiffre affiché sur la lampe E1T sert de signal d'erreur pour commander la régulation. M. KIEFFER a complété son exposé par une démonstration expérimentale.

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.
Besse André, Ingénieur à la Société SODERN	Dujols. Perilhou.
Clerc Maurice, Jean, Sous-Ingénieur à la Société Adrex	Andrieux. Havot.
Crouzet Paul, Ingénieur I.E.G. et I.R.G.	Moussiegt. Munier.
Demogue Paul, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien. de Gouvenain.
Folin Jacquie, élève à la Faculté des Sciences de Bordeaux	Combe d'Alma. Cau.
Laharrague Pierre, Louis, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Sorba.
Monceaux Francis, Ingénieur à l'Administration du Bureau Veritas	Besson. Portier.
Pieters Bernard, Albert, Ingénieur Radio E.S.E	Gaussot. Mme Huter.
Poulet Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Folliot. Zoberman.
Quaneaux Gilbert, Léon, Paul, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Cozenot.
Arciszewski Henryk, Ingénieur à la Société La Radiotechnique	Bourassin. Vinck.
Blanchet Edouard, Ingénieur au département électronique « Générale Aéronautique Marcel Dassault »	Druesnes. Vasseur.
de Buchet Jacques, Ingénieur Radio E.S.E.	Portier. Gaussot.
Canterot Jean, Colonel Commandant les Transmissions du Corps d'Armée d'Oran	Haricot. Moutte.
Daubricourt Robert, Ingénieur E.B.P.	Oberson. Rothier.
Perrin Pierre	Pichon. Mme Huter.
Pirolli Claude, Ingénieur Radio E.S.E.	Mme Huter. Pichon.
Prot Jacques, Service des Etudes de la Compagnie I.B.M. France	Mestre. Beurel.
Sinda Théodore, Agent technique aux Ateliers de Construction de Puteaux	Vasseur. Druesnes.
Zajde Charles	Pichon. Chevillard.
Avrillon Bernard, élève à l'E.N.S.I. de Grenoble (Section Radioélectricité)	Moussiegt. Munier.
Carraro Aldo, élève à l'E.N.S.I. de Grenoble (Section Radioélectricité)	Moussiegt. Munier.
Drijard Daniel, Ingénieur Radio E.S.E.	Cozenot. Gaussot.
Dubreuil Joseph, Emile, Henri, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon. Cozenot.
Gehin Claude, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Pichon.
Jacquet Jean-Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Pichon.
Perin Jacques, élève à l'E.N.S.E.E.H. de Toulouse	Dupouy. Dupin.
Rage Gabriel, élève à l'E.N.S.I. de Grenoble (Section Radioélectricité)	Moussiegt. Munier.
Tabourier Rémy, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Cozenot. Gaussot.
Tauzia Jacques, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Pichon.
Benech Roger, Assistant à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Brest Philippe, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Bret Georges, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Cozenot.
Bruyère Jean-Claude, élève à l'E.N.S.I. de Grenoble	Moussiegt. Lancia.
Campan Jean-Louis, Paul, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Schneider.
Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité	Oswald. Mandel.
Charvet Pierre, Marie, Albert, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Chevillard.
Chevalier Michel, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Collinet Jean-Claude, élève à l'E.S.M.E.	Prévost. Beurtheret.
Coudanne Jean, Louis, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy Dupin.
Coutard Jean-Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon. Gaussot.
Dalzon Jean-Charles, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Deleau Jacques, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Delprat Jean, Christian, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Diot René, Pierre, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Fabre André, François, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Poisot. Gaussot.
Forveille Michel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Schneider. Gaussot.
Fourmaud Gérald, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Garnier Michel, Florent, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Gaussot. Pichon.
Gelot Raymond, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Chevillard.
Gerin Claude, Attaché de Direction à la Compagnie Air France	Varret. Portier.
Goury Bertrand, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Heinrich Bertin, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Pichon.
Hochedez Michel, Ghislain, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Jolin Pierre, Marie, élève à l'Ecole Supérieure d'Electronique et d'Automatisme	Lafargue. Foliot.
Leblanc Hugues, Ingénieur E.S.M.E.	Costa. Paris.
Lefeuvre Serge, Auguste, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Lhermite Pierre, Jean, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.

MM.	présentés par MM.
L'Hermitte Joël, Henri, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Le Moal Pierre, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
McLachlan, Agent Technique au C.N.E.T.	Beurtheret. Andrieux.
Maincent Michel, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Martin Emile, Jules, Raymond, Lucien, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Matheau Jean, Claude, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Maugue Richard, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Maynadier Francis, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Minne André, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Monteil Jacques, Laurent, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Noailles (de) Gilles, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Ollivier Yves-Marie, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Perrin Yves, François, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Peyronnet André, Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon. Cozenot.
Pinchon Claude, André, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Portebois, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon. Cozenot.
Pradines Pierre, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Prat Alphonse, Marc, Ingénieur Mécanicien de la Marine Nationale	Gaussot. Pichon.
Puverel Fernand, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Ricaud Pierre, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Salducci Francis, Charles, élève à l'E.N.S.E.E. H.T.	Dupouy. Dupin.
Seydoux Jérôme, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Simon Alain, Jean, Marie, Ingénieur Radio E. S.E.	Mme Huter. Gaussot.
Souvannavong Chaudhaned, Agent Technique	Berger. Guerga.
Souverain Henri, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Sulzer Henri, Guy, Ingénieur au Département Télécommande du C.N.E.T.	Ménoret. Champonnois.
Taillade Michel, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Tostain Noël, Jean, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	Dupouy. Dupin.
Touchard Julien, Ingénieur Commercial des Télécommunications à la Société T.R.T.	Rothier. Drevon.
Vacroux André, Georges, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Cozenot.
Vedrunes Jean, Ingénieur Navigant au Centre d'Essais en Vol de Brétigny	Dupouy. Dupin.
Wainstain Maurice, Chef du Département Télévision de la Société Nouvelle des Etablissements Schneider	Szekely. Rogbine.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

INAUGURATION DU CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE GRENOBLE

Le Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble a été inauguré le 26 janvier dernier en présence de Monsieur SOUSTELLE, Ministre délégué à l'Energie Atomique, de Monsieur GUILLAUMAT, Ministre des Armées, et de Monsieur BERTHOIN, Ministre de l'Intérieur. Monsieur Francis PERRIN, Haut Commissaire à l'Energie Atomique, présentait le Centre ; c'est en effet sous l'égide du Commissariat à l'Energie Atomique que le Centre de Grenoble a été installé.

La Ville de Grenoble alliant la renommée de son Université et de ses écoles d'ingénieurs à l'activité d'un grand centre industriel constituait un cadre excellent pour l'implantation d'un Centre d'Etudes Nucléaires. Les laboratoires de l'Université de Grenoble possèdent en effet des centres réputés de chimie, d'électrochimie, de radioélectricité et de mécanique des fluides. On trouve également à Grenoble les laboratoires d'Electrostatique et de Physique du métal du C. N. R. S. De nombreux établissements industriels, dont l'activité est souvent en liaison étroite avec l'Université, sont installés dans la ville ou à proximité. Enfin rappelons que Grenoble compte six grandes écoles d'Ingénieurs, groupant un effectif de plus de mille élèves.

Le Centre d'Etudes Nucléaires, construit sur un terrain cédé par l'Autorité Militaire au confluent du Drac et de l'Isère, doit comporter plus de 40 000 m² de bâtiments construits dont 19 000 ont déjà vu le jour. D'ores et déjà sont en service un bâtiment de laboratoires, un hall industriel pour expériences encombrantes et bruyantes et divers ateliers. Cet ensemble sera complété d'ici quelques semaines d'un hall de physique appliquée destiné aux accélérateurs et d'un deuxième hall industriel. Le cœur du centre est évidemment la pile piscine « MELUSINE ». Cette pile, étudiée par le C. E. A. est construite par la Société INDATOM, est du type à uranium enrichi à 20 %, à eau naturelle et à refroidissement par convection forcée. Sa puissance peut atteindre 1 200 kW avec un flux de 10^{13} neutrons par cm² et par seconde. Sa construction sous forme de pile « piscine » est destinée à faciliter son utilisation pour des expérimentations de laboratoires. L'installation d'un générateur de neutrons et de quatre accélérateurs de 600 et 1 200 kV à ions et à électrons est également prévue.

Le Centre d'Etudes Nucléaires étant normalement destiné à travailler en étroite collaboration avec l'Université, il est placé sous la direction Scientifique d'une Commission Mixte comportant 8 représentants du C. E. A. et 6 représentants de l'Université de Grenoble. Son directeur, le Professeur Louis NEEL, dont les travaux font autorité en matière de Magnétisme, est une personnalité éminente du monde scientifique.

L'USINE PILOTE DE COMBUSTIBLES NUCLÉAIRES DU CENTRE DE CORBEVILLE

Le 11 février dernier, la Compagnie Industrielle de Céramiques Electroniques (C. I. C. E.), société faisant partie du groupe de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, recevait les représentants de la presse technique au Centre de Corbeville. Il s'agissait de la présentation de la nouvelle usine pilote de combustibles nucléaires, fruit de la collaboration du Commissariat à l'Energie Atomique et de la C. I. C. E. Monsieur André DANZIN, Président Directeur Général de la C. I. C. E.,

FIG. 1. — Usine de frittage d'oxyde d'uranium de la Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques. Vue générale de l'usine (Cliché C.S.F.).

assisté de Monsieur Jacques BLEUZE, Directeur Général de la C. I. C. E., présentait les installations. Monsieur Marc SALESSE, Directeur du Département Métallurgie et Chimie Appliquée, représentait le C. E. A.

L'usine de Corbeville est destinée à produire de l'oxyde d'Uranium fritté qui constitue le combustible d'avenir des piles atomiques. Rappelons au passage que si, faute de quantités d'Uranium métallique suffisantes, l'oxyde d'Uranium avait été employé dans les toute premières piles américaines comme dans la première pile française Zoé, il sembla un moment devoir être abandonné au profit de l'uranium métallique ou de solutions aqueuses de sels d'uranium. De fait, il est apparu que l'oxyde d'uranium UO_2 présentait sur ces deux concurrents l'avantage d'une bien meilleure résistance mécanique en cours de fonctionnement et permettait d'éviter tous les risques de

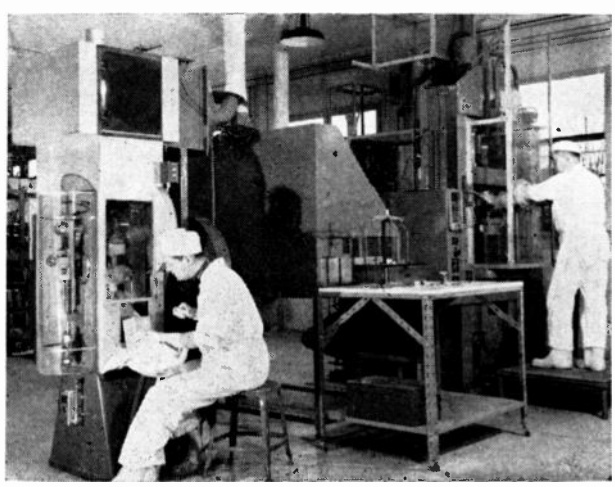
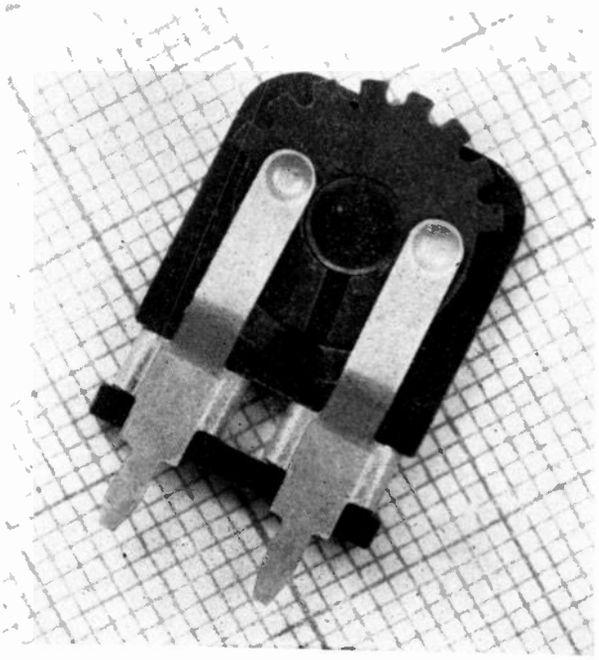


FIG. 2. — Usine de frittage d'oxyde d'uranium de la Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques. L'atelier de pressage (Cliché C.S.F.).

armures en textile de quartz en rappelant qu'il est admis que la charge utile d'un engin interstellaire ne représente que 1/500 seulement de son poids brut total. La fabrication du fil de quartz est faite à partir des filaments unitaires de quartz dont le diamètre est de l'ordre de 1/5 du diamètre du cheveu humain.

RÉSISTANCE AJUSTABLE MINIATURE POUR CABLAGE IMPRIMÉ

Les Etablissements MATERA, 17, Villa Faucheur, Paris XX^{e}, présentent une nouvelle résistance ajustable miniature particulièrement étudiée pour être montée sur les circuits imprimés. Les deux cosses de sortie dont l'écartement correspond à la valeur standard de 7,62 mm, peuvent se loger directement dans les trous du support pour y être soudées. Les valeurs nominales s'échelonnent de 470 ohms à 4,7 mégohms. La plage de réglage est égale à la valeur nominale ± 80 %. La sensibilité définie par la variation de résistance obtenue en tournant l'axe de 1 deg est égale à 1,6 % de la valeur nominale. Le prix de l'unité sensiblement égal à celui d'une résistance fixe de précision.



Résistance ajustable miniature pour câblage imprimé

COMMUNIQUÉS

DEUXIÈME CONFÉRENCE INTERNATIONALE SUR L'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

Nous rappelons à nos lecteurs que la deuxième Conférence Internationale sur l'Electronique médicale se tiendra à Paris du 24 au 27 juin 1959 et sera patronnée par la Société des Radio-électriciens. Elle a pour but d'établir un rapprochement entre les médecins et chercheurs du domaine biologique d'une part, et les physiciens et ingénieurs-électroniciens d'autre part.

Les activités de la Conférence comprendront :

a) des sessions sur des sujets généraux,
b) des symposia,
c) des discussions de tables rondes,
d) des démonstrations scientifiques,
e) une exposition,
f) une Assemblée Générale.

La Conférence comprend des membres actifs et des m associés. Une circulaire qui sera distribuée vers le 20 avri tous les détails au sujet des adhésions.

Les membres de la Conférence qui souhaitent faire d trations de leur propre technique ou de leur appareilla obtenir gratuitement la place et les moyens techni saires. Les détails précis de leurs besoins pour l puissance électrique, la dimension des tables, et adressée au Secrétaire *aussitôt que possible* et n reçue après le 15 mai.

Les constructeurs fabriquant des équipements nique Médicale et les domaines voisins pourr stands pour présenter et démontrer l'intérêt d dans les conditions d'uniformité en usage da scientifiques.

Pour tous renseignements complémentai Secrétaire de la Conférence :
Docteur A. REMOND, Centre National de tifique, 131, bd Malesherbes, Paris-17^{e}.

CONGRÈS INTERNATIONAL « TUBES HYPERFRÉQUENCES » Munich, 7-11 Juin 1960

Au cours des Congrès Internationaux « Tubes Hyperfréquences » de Paris en 1956 et de Londres en 1958, de nombreux participants ayant exprimé le désir de renouveler de tels congrès régulièrement, le Nachrichtentechnische Gesellschaft (NTG im Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) a décidé d'organiser un Congrès International « Tubes Hyperfréquences » du 7 au 11 juin 1960 à Munich.

Les personnes désireuses de recevoir des renseignements détaillé sur ce Congrès, ou susceptibles de faire des suggestions ou des propositions, sont vivement invitées à s'adresser au :

Bureau de Réception et d'Information, « Mikrowellenröhren », München 37, Brienner Strasse 4°, République Fédérale d'Allemagne.

56e EXPOSITION D'INSTRUMENTS ET MATÉRIEL SCIENTIFIQUES

La 56e Exposition d'Instruments et Matériels Scientifiques, organisée par la Société Française de Physique, se tiendra du 16 au 23 avril 1959, dans les galeries nord du Grand Palais.

Jours et heures d'ouverture :

Jeudi	16 Avril	de 15 à 19 h. et de 20 h 30 à 22 h 30.
Vendredi	17	— de 15 h à 21 h.
Samedi	18	— de 15 h à 20 h.
Lundi	20	— de 15 h à 19 h. et de 20 h 30 à 22 h 30
Mardi	21	— de 15 h à 21 h.
Mercredi	22	— de 15 h à 19 h et de 20 h 30 à 22 h 30
udi	23	— de 15 h à 21 h.

esser toute correspondance et demande de renseignements iété Française de Physique, Comité d'Exposition, 12, rue Paris-5e. Tél. POR. 3298.

SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD (ISEN)

érences organisées l'an dernier avec le ie des Machines BULL et la Compagnie « Machines à calculer électroniques » cette initiative.

même : faire connaître aux indus- iples possibilités d'utilisation de ises.

t :

£ ;

UENCE.

on seront données par des spécia- Française THOMSON-HOUSTON, le nérale de T. S. F. (C. S. F.) et u mettre à notre disposition.

ustrée par des démons- pu réunir, grâce à tériel complet de urs, de chauffage itifs de régu- êtres enre-

Ce matériel important sera exposé en démonstration avant chaque conférence. Des techniciens se tiendront à la disposition des intéressés pour leur fournir toutes explications désirables.

Les conférences ont lieu aux dates ci-après : 3 mars, 10 mars, 17 mars, 7 [illegible]. La participation est gratuite. Pour tous renseignements, programme s'adresser à [illegible] Lille.

ÉCOLE NATIONAL[illegible] D'ÉLECTRONIQUE, D[illegible] ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

La promotion 1959 de la Section Radioélectricité va entreprendre un voyage de fin d'études aux Etats-Unis pendant l'été 1959.

Depuis leur entrée à l'école, 35 élèves ont participation financière par un versement mensuel. Ce voyage est le couronnement de leur vie de Promotion et permettra de souder encore plus étroitement.

Il est évident que ce projet ne peut se réaliser sans le soutien des Administrations de tutelle et le concours des Industriels qui emploieront plus tard.

L'intérêt que présente ce voyage, pour des jeunes ingénieurs appelés à entrer, dès l'an prochain, dans les différents secteurs de l'industrie, où ils pourront utiliser la somme d'expériences acquise aux Etats-Unis ne saurait échapper à ceux qui s'intéressent aux techniques enseignées à l'E.N.S.E.H.R. de Grenoble, et en particulier aux Industriels.

Le cercle des élèves « Radio » 46 avenue Félix-Viallet à Grenoble (Isère) demande aux Membres de la Société des Radioélectriciens d'envisager avec bienveillance l'effort qu'ils accomplissent en vue du perfectionnement des jeunes ingénieurs et de leur apporter l'aide financière qu'ils seraient en mesure de donner.

ERRATA

Dans l'article de Monsieur BOURASSIN « Signaux types et régimes transitoires en télévision » (*Onde Electrique* de janvier 1959) :

1° Dans le texte de la figure 9, en haut, remplacer « défaut d'amplitude » par « défaut de phase ».

2° Dans le texte de la figure 10, en haut, remplacer « défaut de phase » par « défaut d'amplitude ».

OFFRES D'EMPLOI

O. 124 — Recherche INGÉNIEUR TUBES ÉLECTRONIQUES pour situation permanente aux U.S.A. compagnie ancienne et de premier ordre en électronique spéciale. Doit avoir de l'expérience dans le dessin et la construction des tubes à vide et à gaz ainsi que dans les appareils à tubes à cathode chaude et à cathode froide. Envoyer curriculum vitæ et desiderata à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 125. — AGENT TECHNICO-COMMERCIAL.

— Electronique Courants faibles. Pour Laboratoire et démonstrations, dans Région Parisienne, d'appareils de mesure électroniques, sans concurrence.
LEMOUZY, 63, rue de Charenton, Paris (Bastille).

[illegible] : 1er trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron.

CONGRÈS INTERNATIONAL « TUBES HYPERFRÉQUENCES » Munich, 7-11 Juin 1960

Au cours des Congrès Internationaux « Tubes Hyperfréquences » de Paris en 1956 et de Londres en 1958, de nombreux participants ayant exprimé le désir de renouveler de tels congrès régulièrement, le Nachrichtentechnische Gesellschaft (NTG im Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) a décidé d'organiser un Congrès International « Tubes Hyperfréquences » du 7 au 11 juin 1960 à Munich.

Les personnes désireuses de recevoir des renseignements détaillé sur ce Congrès, ou susceptibles de faire des suggestions ou des propositions, sont vivement invitées à s'adresser au :

Bureau de Réception et d'Information, « Mikrowellenröhren », München 37, Brienner Strasse 4°, République Fédérale d'Allemagne.

56e EXPOSITION D'INSTRUMENTS ET MATÉRIEL SCIENTIFIQUES

La 56e Exposition d'Instruments et Matériels Scientifiques, organisée par la Société Française de Physique, se tiendra du 16 au 23 avril 1959, dans les galeries nord du Grand Palais.

Jours et heures d'ouverture :

Jeudi	16	Avril de 15 à 19 h. et de 20 h 30 à 22 h 30.
Vendredi	17	— de 15 h à 21 h.
Samedi	18	— de 15 h à 20 h.
Lundi	20	— de 15 h à 19 h. et de 20 h 30 à 22 h 30
Mardi	21	— de 15 h à 21 h.
Mercredi	22	— de 15 h à 19 h et de 20 h 30 à 22 h 30
Jeudi	23	— de 15 h à 21 h.

Adresser toute correspondance et demande de renseignements à la Société Française de Physique, Comité d'Exposition, 12, rue Cuvier à Paris-5e. Tél. POR. 3298.

INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD (ISEN)

Le succès des conférences organisées l'an dernier avec le concours de la Compagnie des Machines BULL et la Compagnie I. B. M.-FRANCE sur les « Machines à calculer électroniques » nous a incités à renouveler cette initiative.

Notre but reste toujours le même : faire connaître aux industriels de notre région les multiples possibilités d'utilisation de l'électronique dans leurs entreprises.

Les sujets choisis cette année sont :

— LA TÉLÉVISION INDUSTRIELLE ;

— LA RÉGULATION ÉLECTRONIQUE ;

— LE CHAUFFAGE HAUTE-FRÉQUENCE.

Ces conférences d'information seront données par des spécialistes que la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, le Groupe de la Compagnie Générale de T. S. F. (C. S. F.) et la Société PHILIPS ont bien voulu mettre à notre disposition.

Chacune de ces conférences sera illustrée par des démonstrations pratiques. Pour cela nous avons pu réunir, grâce à l'obligeance des différentes firmes, un matériel complet de télévision en noir et blanc, de télévision en couleurs, de chauffage haute-fréquence. Nous avons également des dispositifs de régulation automatique et en particulier des potentiomètres enregistreurs.

Ce matériel important sera exposé en démonstration avant chaque conférence. Des techniciens se tiendront à la disposition des intéressés pour leur fournir toutes explications désirables.

Les conférences auront lieu aux dates ci-après : 3 mars, 10 mars, 17 mars, 7 avril, 21 avril, 28 avril, 12 mai, 19 mai. La participation est gratuite. Pour tous renseignements sur le programme s'adresser à l'I. S. E. N., 3, rue François-Baes, Lille.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRONIQUE, D'HYDRAULIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ DE GRENOBLE

La promotion 1959 de la Section Radioélectricité a décidé d'entreprendre un voyage de fin d'études aux Etats-Unis au cours de l'été 1959.

Depuis leur entrée à l'école, 35 élèves ont préparé leur participation financière par un versement mensuel. Ce voyage doit être le couronnement de leur vie de Promotion et permettre de la souder encore plus étroitement.

Il est évident que ce projet ne peut se réaliser sans le soutien des Administrations de tutelle et le concours des Industriels qui les emploieront plus tard.

L'intérêt que présente ce voyage, pour des jeunes ingénieurs appelés à entrer, dès l'an prochain, dans les différents secteurs de l'industrie, où ils pourront utiliser la somme d'expériences acquise aux Etats-Unis ne saurait échapper à ceux qui s'intéressent aux techniques enseignées à l'E.N.S.E.H.R. de Grenoble, et en particulier aux Industriels.

Le cercle des élèves « Radio » 46 avenue Félix-Viallet à Grenoble (Isère) demande aux Membres de la Société des Radioélectriciens d'envisager avec bienveillance l'effort qu'ils accomplissent en vue du perfectionnement des jeunes ingénieurs et de leur apporter l'aide financière qu'ils seraient en mesure de donner.

ERRATA

Dans l'article de Monsieur BOURASSIN « Signaux types et régimes transitoires en télévision » (*Onde Electrique* de janvier 1959) :

1° Dans le texte de la figure 9, en haut, remplacer « défaut d'amplitude » par « défaut de phase ».

2° Dans le texte de la figure 10, en haut, remplacer « défaut de phase » par « défaut d'amplitude ».

OFFRES D'EMPLOI

O. 124 — Recherche INGÉNIEUR TUBES ÉLECTRONIQUES pour situation permanente aux U.S.A. compagnie ancienne et de premier ordre en électronique spéciale. Doit avoir de l'expérience dans le dessin et la construction des tubes à vide et à gaz ainsi que dans les appareils à tubes à cathode chaude et à cathode froide. Envoyer curriculum vitæ et desiderata à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 125. — AGENT TECHNICO-COMMERCIAL.

— Electronique Courants faibles. Pour Laboratoire et démonstrations, dans Région Parisienne, d'appareils de mesure électroniques, sans concurrence.
LEMOUZY, 63, rue de Charenton, Paris (Bastille).

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 1er trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron.

corrosion inhérents aux piles à combustible liquide. Aussi, bien que les piles françaises actuellement en construction soient toutes des piles à uranium métallique, tous les programmes de l'Euratom ont été arrêtés en choisissant pour combustible l'oxyde d'uranium. Il était donc nécessaire d'installer une usine transformant la poudre d'oxyde d'uranium fournie par les services du C. E. A. ou importée des U. S. A. en barreaux de matière frittée directement utilisable dans les piles. A la demande des techniciens du C. E. A., l'usine de Corbeville a été réalisée en moins de six mois et est actuellement capable de traiter annuellement environ 25 tonnes de produits susceptibles de libérer une énergie d'environ 1 milliard de kWh soit sensiblement la production annuelle de la centrale de Génissiat.

La poudre d'oxyde d'uranium, reçue en container, est d'abord additionnée d'un liant puis malaxée. Après séchage et tamisage, on obtient un produit de granulométrie régulière, que l'on met sous forme de pastille par pressage. Ces pastilles sont ensuite étuvées sous vide pour évacuer le liant, puis frittées, c'est-à-dire chauffées (à 1 600 °C) en atmosphère d'hydrogène. Après avoir subi divers contrôles, les pastilles solides obtenues sont mises en gaines et livrées à l'utilisateur. Au cours de ces traitements successifs, les soins les plus méticuleux sont nécessaires à la fois pour assurer la stabilité de la qualité du produit fini et pour sauvegarder la sécurité du personnel, le produit manipulé étant fortement toxique. Aussi tout le personnel est-il revêtu de vêtements spéciaux allant jusqu'au scaphandre étanche, et des dispositifs de contrôle très strict sont-ils prévus aux divers stades de la fabrication.

L'usine de Corbeville est actuellement la seule en Europe Continentale susceptible de fournir de grandes quantités de combustible nucléaire directement utilisable et place la France à une place de choix dans le grand ensemble de l'Euratom.

A. P.

UNE NOUVELLE APPLICATION DU QUARTZ

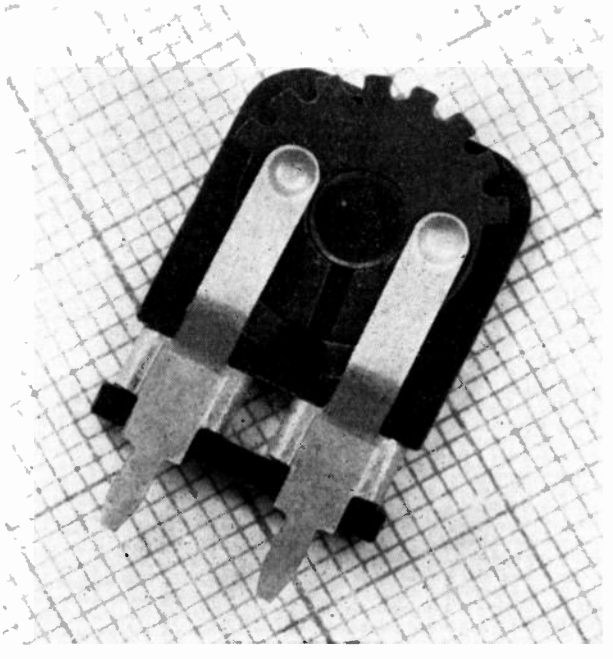
La «General Electric» vient d'annoncer la mise au point d'un fil de quartz, un des matériaux dont la résistance à la chaleur est la plus grande, compte tenu de son poids.

Ce fil a pu être réalisé à partir de filaments de quartz pur et être utilisé en tissage qui servira d'armure aux plastiques utilisés dans l'aviation atmosphérique ou interstellaire.

La fibre de quartz est d'un prix élevé mais son usage sera d'une importance décisive pour réaliser des habillages résistant à la chaleur pour les tubulures industrielles. Le fil de quartz résiste à la chaleur et conserve son élasticité après avoir subi des températures supérieures à 1 800° F. Le remplacement des armures métalliques des plastiques par une armure tissée en quartz représente une économie de poids de 90 %. On peut se rendre compte de l'avantage que représente l'emploi des armures en textile de quartz en rappelant qu'il est admis que la charge utile d'un engin interstellaire ne représente que 1/500 seulement de son poids brut total. La fabrication du fil de quartz est faite à partir des filaments unitaires de quartz dont le diamètre est de l'ordre de 1/5 du diamètre du cheveu humain.

RÉSISTANCE AJUSTABLE MINIATURE POUR CABLAGE IMPRIMÉ

Les Etablissements Matera, 17, Villa Faucheur, Paris XX^{e}, présentent une nouvelle résistance ajustable miniature particulièrement étudiée pour être montée sur les circuits imprimés. Les deux cosses de sortie dont l'écartement correspond à la valeur standard de 7,62 mm, peuvent se loger directement dans les trous du support pour y être soudées. Les valeurs nominales s'échelonnent de 470 ohms à 4,7 mégohms. La plage de réglage est égale à la valeur nominale ± 80 %. La sensibilité définie



Résistance ajustable miniature pour câblage imprimé

par la variation de résistance obtenue en tournant l'axe de 1 degré est égale à 1,6 % de la valeur nominale. Le prix de l'unité est sensiblement égal à celui d'une résistance fixe de précision.

COMMUNIQUÉS

DEUXIÈME CONFÉRENCE INTERNATIONALE SUR L'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

Nous rappelons à nos lecteurs que la deuxième Conférence Internationale sur l'Electronique médicale se tiendra à Paris du 24 au 27 juin 1959 et sera patronnée par la Société des Radioélectriciens. Elle a pour but d'établir un rapprochement entre les médecins et chercheurs du domaine biologique d'une part, et les physiciens et ingénieurs-électroniciens d'autre part.

Les activités de la Conférence comprendront :

a) des sessions sur des sujets généraux,
b) des symposia,
c) des discussions de tables rondes,
d) des démonstrations scientifiques,
e) une exposition,
f) une Assemblée Générale.

La Conférence comprend des membres actifs et des membres associés. Une circulaire qui sera distribuée vers le 20 avril donnera tous les détails au sujet des adhésions.

Les membres de la Conférence qui souhaitent faire des démonstrations de leur propre technique ou de leur appareillage pourront obtenir gratuitement la place et les moyens techniques nécessaires. Les détails précis de leurs besoins pour la surface, la puissance électrique, la dimension des tables, etc. devra être adressée au Secrétaire *aussitôt que possible* et ne pourra être reçue après le 15 mai.

Les constructeurs fabriquant des équipements pour l'Electronique Médicale et les domaines voisins pourront obtenir des stands pour présenter et démontrer l'intérêt de leur production dans les conditions d'uniformité en usage dans les expositions scientifiques.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser au Secrétaire de la Conférence :
Docteur A. Remond, Centre National de la Recherche Scientifique, 131, bd Malesherbes, Paris-17^{e}.

LIBRARY, BOULDER LABOR... NDARDS
BUREAU OF ...
BOULDER, COLORADO
JUN 17 ...

39e ANNÉE - N° 385
AVRIL 1959
PRIX : 400 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

Équipement d'enregistrements numériques de mesures pour banc d'essais réalisé par ROCHAR ÉLECTRONIQUE

●

Dans ce numéro : Équipement de faisceau hertzien type F.H. 625, M. BLAISE et P. OGER. Équipement de faisceau hertzien type PF 120, M. KOREICHO. Système de faisceau hertzien à 60-120 voies téléphoniques, J.D. KŒNIG.- Liaison de surveillance pour faisceaux hertziens à grande capacité, M. BLAISE et P. OGER.- Interféromètre à mode d'ordre supérieur, J.I. CAICOYA. Mesure de courants continus faibles par amplificateurs à couplage direct, G. FRIEDLING.

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE

69, RUE DE MONCEAU_PARIS 8e LAB. 60-50

Giorgi

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79.53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **AVRIL 1959** **N° 385**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Description et particularités techniques des équipements de faisceau hertzien type F.H. 625	M. BLAISE P. OGER	281
Equipement de faisceau hertzien type PF 120 pour 120 voies téléphoniques	M. KOREICHO	293
Système de faisceau hertzien à 60-120 voies téléphoniques	J.D. KŒNIG	305
Liaison de surveillance destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité	M. BLAISE P. OGER	309
Un interféromètre à mode d'ordre supérieur	J.I. CAICOYA	321
La mesure des courants continus faibles par amplificateurs à couplage direct	G. FRIEDLING	329
Informations :		
Documentation technique		338
Communiqués		340

Sur notre couverture :

Equipement d'enregistrement numérique pour banc d'essais de maquettes en soufflerie, permettant de traduire en chiffres, avec une précision de 0,001 les valeurs de tous les paramètres. Une mémoire magnétique intermédiaire, comportant autant de voies que de paramètres, permet, à partir de convertisseurs numériques, d'enregistrer 150 points de mesure pendant la durée d'un essai de 25 secondes. Ces informations sont ensuite transcrites en clair sur machine imprimante et en code sur bandes perforées en vue de dépouillement ou analyses ultérieurs.
ROCHAR ELECTRONIQUE, 51, rue Racine, Montrouge (Seine). Tél. ALEsia 00.03.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs.*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, **3 700 F**, Etranger **4 100 F** — Prix de ce numéro : **400 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. SURDIN	M. LABEYRIE
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivités	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux ..... +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique.**

RÉSUMÉS DES ARTICLES

DESCRIPTION ET PARTICULARITÉS TECHNIQUES DES ÉQUIPEMENTS DE FAISCEAU HERTZIEN TYPE F.H. 625

par M. Blaise et P. Oger, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.* Onde Electrique d'avril 1959 (pages 281 à 292).

Les auteurs présentent un matériel pour faisceau hertzien à moyenne capacité dans la gamme 2 000 MHz. Après avoir rappelé rapidement les raisons du choix de la gamme de fréquences utilisée et des principes essentiels de sa conception, ils insistent plus particulièrement sur certaines de ses caractéristiques et soulignent notamment la simplicité de sa réalisation et la valeur des performances obtenues.

ÉQUIPEMENT DE FAISCEAU HERTZIEN TYPE PF 120 POUR 120 VOIES TÉLÉPHONIQUES,

par M. Koreicho, *Ingénieur à la Société Anonyme de Télécommunications.* Onde Electrique d'avril 1959. (pages 293 à 304).

Caractéristiques mécaniques des équipements téléphoniques multiplex et principe de constitution du groupe de 120 voies.

Caractéristiques mécaniques et électriques des équipements radio de transmission.

Principe des installations d'énergie.

Principe des dispositifs de télésurveillance.

Quelques indications relatives aux caractéristiques techniques du système et aux performances obtenues sont données en conclusion.

SYSTÈME DE FAISCEAU HERTZIEN A 60 - 120 VOIES TÉLÉPHONIQUES,

par J.D. Koenig, *Ingénieur au Département Faisceaux Hertziens de la Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques.* Onde Electrique d'avril 1959 (pages 305 à 308).

L'article décrit le matériel ERT 4060 - 4120 transmettant le signal d'un équipement multiplex à courants porteurs sur de très grandes distances.

Le faisceau utilise la modulation de fréquence dans la bande 3800 - 4200 MHz. Les tubes hyperfréquences sont des triodes à disques scellés fournissant une puissance de 2 W. Les stations intermédiaires ne démodulent pas le signal de base.

L'ensemble des caractéristiques du matériel est conforme aux dernières spécifications du C.C.I.R.

LIAISON DE SURVEILLANCE DESTINÉE A L'EXPLOITATION DES FAISCEAUX HERTZIENS A GRANDE CAPACITÉ,

par M. Blaise et Oger, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.* Onde Electrique d'avril 1959 (pages 309 à 320).

Après avoir rappelé succinctement les raisons qui ont provoqué l'étude d'une liaison de surveillance, destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité, les auteurs présentent l'équipement C.S.F. à modulation de fréquence, type VS.612, en insistant plus particulièrement sur certaines de ses caractéristiques. Ils soulignent notamment les nombreuses possibilités de ce matériel et sa grande sécurité de fonctionnement, alliées à une simplicité de réalisation qui en facilite beaucoup l'exploitation et la maintenance.

UN INTERFÉROMÈTRE A MODE D'ORDRE SUPÉRIEUR

par J.I. Caicoya, *Ingénieur des Télécommunications, Professeur à l'Institut Technologique d'Aéronautique du Brésil.* Onde Electrique d'avril 1959 (pages 321 à 328).

On présente une analyse détaillée de la réflexion des hyperfréquences sur des plans et de la production de modes d'ordre supérieur par interférence. Le dispositif expérimental de base comprend deux plaques rectangulaires parallèles, d'écartement variable, disposées symétriquement par rapport à un plan de référence, et une troisième plaque rectangulaire dont la position est réglée séparément, pour effectuer la réflexion auxiliaire nécessaire à la production d'interférence. On utilise des cornets dans des positions angulaires variables comme générateur et comme détecteur.

LA MESURE DES COURANTS CONTINUS FAIBLES PAR AMPLIFICATEURS A COUPLAGE DIRECT,

par G. Friedling, *Département d'Electronique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.* Onde Electrique d'Avril 1959 (pages 329 à 337).

L'auteur envisage deux procédés de mesure : utilisation de résistances de haute valeur et de condensateurs d'intégration.

Dans le cas d'un seul étage à lampe électromètre, la linéarité est faible et l'appareil de lecture doit être sensible, donc fragile. Ces inconvénients sont évités lorsqu'on emploie un amplificateur à plusieurs étages.

La contre-réaction appliquée à un tel amplificateur réduit l'impédance d'entrée, rend la mesure indépendante du gain de l'appareil, maintient constante l'erreur introduite par le courant de grille, accroît la bande passante et réduit la dérive apparente.

L'auteur étudie un appareil à faible dérive dont la bande passante est assurée par un amplificateur à couplage direct, et la dérive réduite par l'action simultanée d'un amplificateur alternatif avec modulateur à l'entrée et démodulateur à la sortie.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SUPERVISORY SYSTEMS INTENDED FOR LARGE CAPACITY RADIO LINK SYSTEMS, by M. BLAISE and P. OGER, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique, April 1959 (pages 309 to 320).

After a precise restatement of the reasons which initiated the development of supervisory equipment intended for use on large capacity radio link systems, the authors describe the frequency modulated type VS 612 C.S.F. equipment and stress some of its characteristics. They emphasize the wide scope and security of operation which, associated with simplicity of construction, makes for ease of operation and maintenance.

DESCRIPTION AND TECHNICAL DETAILS OF TYPE FH. 625 RADIO LINK EQUIPMENT, by M. BLAISE and P. OGER, *Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique, April 1959 (pages 281 to 292).

The authors describe a medium capacity radio link equipment in the 2000 Mc/s band. After a short review of the reasons for choosing the frequency band employed and of its basic principles, the authors emphasize some of its characteristics and stress the simplicity of the finished equipment and the standard of performance attained.

THE HIGH-ORDER-MODE INTERFEROMETER, by J.I. CAICOYA, *Ingeniero de Telecommunicacioni (Spain), Professor at the « Instituto Tecnologico de Aeronautica » (Brazil).* Onde Electrique, April 1959 (pages 321 to 328).

Detailed analysis is presented for the reflection of microwaves at plane surfaces and the generation of high-order-modes by interference. The basic experimental system comprises a pair of parallel rectangular plates with variable separation, arranged symmetrically with respect to a reference plane and a third parallel rectangular plate whose position is adjusted independently, to effect the auxiliary reflection required to produce interference. Horns with variable angular position are used as signal source and detector.

120 TELEPHONE CHANNEL RADIO LINK SYSTEM, by M. KOREICHO, *Ingénieur à la Société Anonyme de Télécommunications.* Onde Electrique, April 1959 (pages 293 to 304).

Mechanical characteristics of multiplex telephone equipments and the basic principles of the make-up of a 120 channel group.

Mechanical and electrical characteristics of the radio transmission equipment.

Principles of power supply arrangement.

Principles of remote supervisory equipment.

Information on the technical characteristics of the system and on the performance obtained are given in conclusion.

THE MEASUREMENT OF WEAK DIRECT CURRENTS BY DIRECT COUPLED AMPLIFIERS, by G. FRIEDLING, *Département d'Electronique, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.* Onde Electrique, April 1959 (pages 329 to 337).

The author considers two methods of measurement, using high value resistors and integrating capacitors.

In the case of a single stage using an electrometer valve, the linearity is poor and the indicating instrument must be sensitive and therefore fragile. These drawbacks can be overcome by using several stages ; negative feed-back applied to such an amplifier reduces the input impedance and makes the reading independent of the gain ; it also keeps the grid current error at a constant value and increases the band width whilst reducing the apparent drift.

The author studies an amplifier having a very low drift, with a good bandwidth due to direct coupling, the drift being reduced by the use of an a.c. amplifier with a modulator at the input and a demodulator at the output.

60 - 120 TELEPHONE CHANNEL RADIO LINK SYSTEM, by J.D. KOENIG, *Ingénieur au Département Faisceaux Hertziens de la Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques.* Onde Electrique, April 1959 (pages 305 to 308).

This article deals with the ERT 4060 - 4120 radio link equipment for transmitting a multiplex carrier signal over very long distances.

The link equipment uses frequency modulation and operates in the 3 800 - 4 200 Mc/s band. The SHF tubes are disc triodes giving an output power of 2W. Demodulation does not take place at intermediate stations.

The whole of the characteristics conform to the latest requirements of the C.C.I.R.

DESCRIPTION ET PARTICULARITÉS TECHNIQUES DES ÉQUIPEMENTS DE FAISCEAU HERTZIEN TYPE FH. 625

PAR

M. BLAISE et P. OGER

Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.

I. Introduction.

Le développement sans cesse croissant des télécommunications par faisceaux hertziens, l'encombrement de plus en plus dense dans la gamme basse des UHF, la variété des conditions rencontrées dans l'établissement de ces liaisons, amènent constructeurs et utilisateurs à envisager l'emploi de bandes de fréquences très diverses pour résoudre leurs problèmes.

La bande 1 700 – 2 300 MHz a été choisie pour le FH. 625, matériel de télécommunication multiplex à moyenne capacité, récemment développé par la C.S.F.

La particularité essentielle de ce choix est de permettre la réalisation d'un matériel économique, dont la fréquence de fonctionnement est assez basse pour utiliser des tubes de conception classique, d'une robustesse éprouvée, et assez élevée pour bénéficier des possibilités intéressantes des UHF : aériens de dimensions modestes, mais de grand gain, limitant les chemins multiples et assurant une bonne stabilité des conditions de transmission dans les liaisons classiques, avec visibilité généralement assurée, pour lesquelles ce matériel est conçu.

II. Principe de la transmission.

2.1. Généralités.

Le problème à résoudre était de transmettre au maximum 120 voies téléphoniques en modulation de fréquence, conformément aux dernières recommandations du CCIR, notamment en ce qui concerne la distribution des voies téléphoniques, les niveaux et impédances de raccordement des courants porteurs et la qualité de transmission. Et ceci de façon aussi économique et facile à exploiter que possible.

Pour atteindre ce résultat, une détermination essentielle à faire concernait le procédé de modulation : par action directe sur la phase ou sur la fréquence de la porteuse.

Equivalent en théorie sur le résultat final, la structure du matériel et ses caractéristiques sont en fait très différentes avec l'un ou l'autre procédé.

2.2. Caractéristique de la modulation.

L'expérience acquise sur les précédents matériels réalisés par la CSF, avec l'un ou l'autre système, nous a conduit à utiliser la modulation de phase dans ce cas particulier.

Exposons rapidement les raisons.

Dans ce mode de transmission, la déviation de fréquence est proportionnelle à la fréquence de modulation.

Afin d'éviter une multiplication importante pour obtenir la déviation de fréquence désirée, il y a donc intérêt à utiliser des fréquences de modulation élevées, dont les valeurs extrêmes ne soient pas dans un rapport trop grand.

La transmission de 120 voies dans le spectre 60-552 kHz s'accomode particulièrement bien de ce procédé de modulation.

Par ailleurs, la valeur élevée de la fréquence de trafic (2 000 MHz) permet le développement de la multiplication de fréquence nécessaire (144) avec des circuits de largeur de bande suffisante en valeur absolue pour être linéaire en phase dans le spectre à transmettre tout en assurant une sélectivité convenable, évitant les émissions parasites avec un nombre d'étages restreint.

Un des avantages de la modulation de phase est de rendre le pilote oscillateur indépendant de la modulation ; sa fréquence de fonctionnement se trouvant ici dans la bande de 12 à 16 MHz, il est alors aisé et simple de réaliser un oscillateur à quartz d'excellente stabilité.

La déviation finale obtenue avec ces dispositions est, conformément au CCIR, de 280 kHz, crête, en moyenne, dans le spectre. On obtient un rapport signal sur diaphonie pratiquement uniforme pour toutes les voies en limitant à 6 dB la *préaccentuation* totale de déviation résultant du type de modulation employé. La déviation varie de 200 à 400 kHz crête dans le spectre 60–552 kHz.

Le FH.625 permet également la transmission de voies supplémentaires au-dessous du spectre CCIR. Douze voies peuvent prendre place de 12 à 60 kHz.

et une voie de service transmise en clair dans la bande 300-5 000 Hz. Ces voies modulent l'émetteur avec une déviation inversement proportionnelle à la fréquence.

L'indice choisi est limité à 3 pour le spectre 12-60 et à 5 pour la voie de service afin de ne pas altérer la qualité du spectre principal.

Le rapport signal sur diaphonie obtenu dans ces voies secondaires est inférieur à celui du spectre principal, sensiblement dans le rapport des déviations mises en jeu. La dégradation du rapport signal sur diaphonie atteint de l'ordre de 35 dB sur la voie de service qui se trouve de beaucoup la plus défavorisée. Dans le cas d'exigences particulières de l'exploitant ou de réseau très étendu, cette voie est transposée pour bénéficier d'une déviation plus grande et une qualité accrue en proportion.

2.3. Principe et performances du modulateur.

Un des avantages de la modulation de phase réside dans sa simplicité. Le schéma complet du modulateur utilisé est représenté figure 1. C'est un mon-

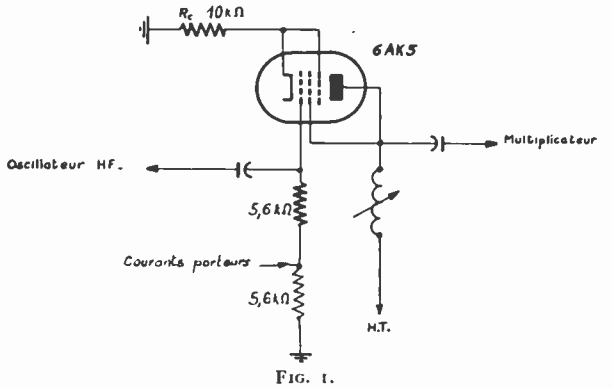


Fig. 1.

tage éprouvé employé depuis plus de 10 ans sur divers matériels CSF. Le modulateur est inséré entre le pilote et la chaîne de multiplication.

Son principe est le suivant (figure 2) ; le signal HF de l'oscillateur est appliqué sur la grille d'un

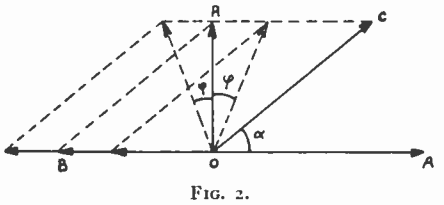


Fig. 2.

tube 6AK5 monté en triode (vecteur OA) et se trouve modulé en amplitude par les signaux à transmettre qui sont appliqués sur cette même grille. Dans le circuit d'anode, est placé un circuit accordé sensiblement sur la fréquence du signal HF. A ces bornes, prennent naissance le signal HF modulé (vecteur OB variable), en opposition avec OA constant, et le signal HF non modulé (vecteur OC constant) transmis par l'intermédiaire de la capacité interne du tube avec un déphasage α. Ces deux vecteurs se composent pour former une résultante OR modulée en phase et en amplitude.

La modulation d'amplitude est supprimée par écrêtage dans les étages multiplicateurs largement saturés. La modulation de phase est rendue symétrique, pour obtenir le minimum de distorsion, en rendant perpendiculaires les vecteurs OB et R : il suffit d'agir sur α, en réglant L ou sur l'amplitude de OB en agissant sur la résistance R_c de contre-réaction de cathode.

Le calcul de la distorsion est fort simple : le taux de la modulation d'amplitude étant de l'ordre de quelques pour cent, sa linéarité est excellente, et les amplitudes des différents harmoniques sont données par les coefficients du développement en série de arc tg φ

La modulation étant symétrique, le coefficient du 2e ordre est nul, et le niveau d'harmonique 3 est donné par :

$$D = \frac{\varphi^3}{4} \text{ (1 étant le niveau du fondamental).}$$

Avec une multiplication par 144 et un indice final maximum de 3 radians, nous obtenons une déviation de phase sur le pilote de $\varphi = 0{,}02$ radian environ, d'où une distorsion $D = 10^{-4}$, soit 80 dB.

Ce chiffre est effectivement mesuré expérimentalement, mais il apparaît également un taux d'harmonique deux sensiblement équivalent, car la symétrie n'est pas parfaite.

Des mesures de distorsion ont été également réalisées avec une charge de bruit blanc de + 6 dBm représentant les 120 voies au sens de la dernière assemblée plénière du CCIR étendue à cette capacité.

La distorsion propre des modulateurs, dans ces conditions, a été mesurée inférieure à 15 picowatts (78 dB environ).

Ce résultat est particulièrement stable, il se maintient après remplacement du tube par un échantillon quelconque, sans retouche de réglages.

Au point de vue bruit de fond, on constate un bruit de scintillation, dont l'origine est due en partie au modulateur et surtout au premier étage multiplicateur qui suit. La puissance correspondante mesurée est également inférieure à 15 picowatts.

Par ailleurs, ce modulateur est systématiquement incorporé dans l'hétérodyne des émetteurs de réémission dans les stations relais, il donne ainsi la possibilité de moduler en dérivation le faisceau par une partie du spectre des voies, avec la même qualité qu'au terminal, évitant ainsi la démodulation du spectre en transit.

L'augmentation du matériel entraînée par cette disposition est insignifiante.

III. Présentation du matériel.

L'élément de base de toute liaison est l'émetteur-récepteur chargé de véhiculer dans l'espace les courants téléphoniques transposés.

Ce matériel est complété par des accessoires qui revêtent une grande importance pour l'exploitation du réseau et sa maintenance :

— Une voie de service transmise en clair ou

en transposée suivant la qualité désirée permet d'échanger entre les stations des conversations simples ou en conférence par les techniciens chargés de l'exploitation.

— Un système de télésignalisation indique dans les équipements terminaux les incidents de fonctionnement survenant dans les stations relais non surveillées.

— Une commutation automatique assure en cas d'incident le passage sur réserve des éléments défaillants.

Ce dernier dispositif a été développé avec un soin particulier. Il comprend 3 systèmes de commutation indépendants :

1° Substitution de l'émetteur-récepteur en service sur un ensemble de réserve basée sur des paramètres assurant leur surveillance intégrale, avec discrimination des incidents évitant des commutations inutiles en cas de panne d'une station voisine.

2° Commutation indépendante des alimentations de ces mêmes équipements.

3° Enfin passage automatique sur réserve de la ventilation des derniers étages émetteurs.

Une station terminale comprend essentiellement :

— Un bâti d'équipement radio comprenant 2 ensembles émetteur-récepteur (service et réserve), une platine de commande et de commutation automatique, les éléments de raccordement aux aériens, de contrôle et de maintenance. Au point de vue alimentation, seuls les transformateurs de chauffage y sont installés. Eventuellement, un dispositif de mise en diversity d'espace des 2 récepteurs peut être utilisé lorsque les conditions de propagation l'exigent.

— Un bâti accessoire renfermant les alimentations HT, la ventilation, leurs réserves, et les dispositifs de voie de service et de télésignalisation.

Pour être complet l'équipement de la station devra comporter un aérien à excitation duplexée et ses feeders, ainsi qu'une station d'énergie comportant un groupe électrogène de secours et un régulateur de tension.

Une station relais comprend essentiellement :

— 2 bâtis d'équipement radio analogues à ceux de la station terminale, mais chaque équipement étant affecté à un sens de transmission. Les équipements relais assurent la réception des signaux et leur réémission sur une nouvelle fréquence par transposition sans démodulation, opération qui, de même que la modulation, reste possible en dérivation pour les besoins de l'exploitation.

Malgré ces fonctions un peu différentes des équipements, relais et terminaux se présentent technologiquement sous une forme identique.

— Un bâti d'accessoires identique à celui de la station terminale, car il est prévu pour alimenter et ventiler deux bâtis d'équipement radio.

La station complète comportera enfin 2 aériens avec leurs feeders et une station d'énergie analogue à celle de la station terminale mais de puissance plus importante.

IV. Description du matériel.

4.1. Caractéristiques techniques.

— Capacité du système : 120 voies.

— Gamme de fréquence : 1 700 – 2 300 MHz en 3 sous-gammes :

$$\left.\begin{array}{l} 1\,700 - 1\,900 \\ 1\,900 - 2\,100 \\ 2\,100 - 2\,300 \end{array}\right\} \text{ MHz}$$

— Puissance émission : 1,5 W.

— Stabilité en fréquence d'un émetteur terminal : $\pm\ 2.10^{-5}$.

— Modulation : modulation de phase corrigée pour obtenir une transmission à indice constant jusqu'à 60 kHz, puis une préaccentuation de 6 dB à 552 kHz.

— Déviation de fréquence utilisée : ± 200 kHz crête à 60 kHz et ± 400 kHz crête à 552 kHz.

— Niveau d'entrée courants porteurs : – 45 dBm.

— Emissions parasites : niveau inférieur à – 40 dB pour les harmoniques et à – 70 dB pour les fréquences non essentielles.

— Stabilité de fréquence du récepteur : $\pm\ 2.10^{-5}$

— Facteur de bruit : $\leqslant$ 10 dB

— Bande MF du récepteur : ± 2,25 MHz autour de 70 MHz.

— Réceptions parasites : niveau inférieur à – 60dB

— Courbe amplitude/fréquence globale :

– 12 – 60 kHz à 2 dB près

– 60 – 552 kHz à ± 0,5 dB

— Niveau de sortie courants porteurs : – 15 dBm.

— Stabilité de fréquence émise d'un émetteur relais : $\pm\ 2.10^{-5}$

— Aériens utilisés :

Excitation duplexée placée au foyer d'un réflecteur parabolique dont deux diamètres sont prévus :

— Diamètre 2,50 m : gain 28 dB par rapport au dipôle.

— Diamètre 4 m : gain 32 dB par rapport au dipôle.

— Consommation :

— Station terminale : 800 VA

— Station relais : 1 200 VA

4.2. Différents types de matériel.

On distingue deux types de matériel :

l'un pour Station terminale

— l'autre pour Station relais

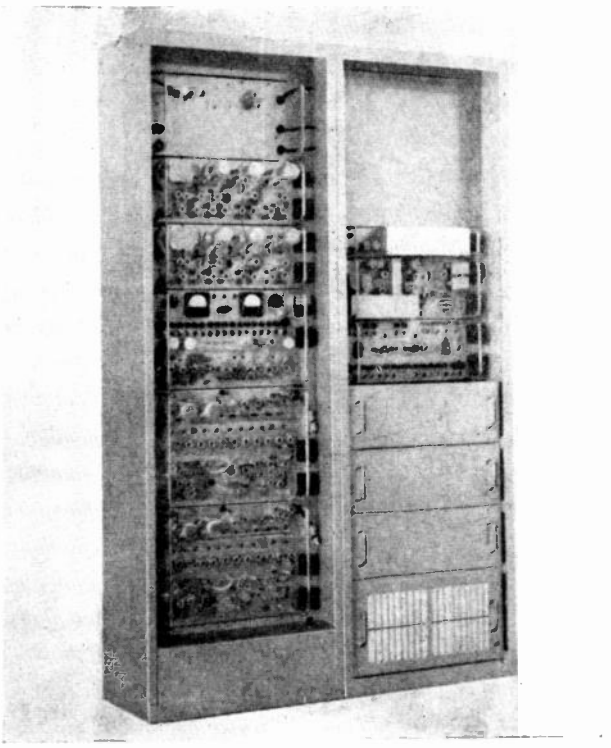


FIG. 3. — Station terminale surveillée.

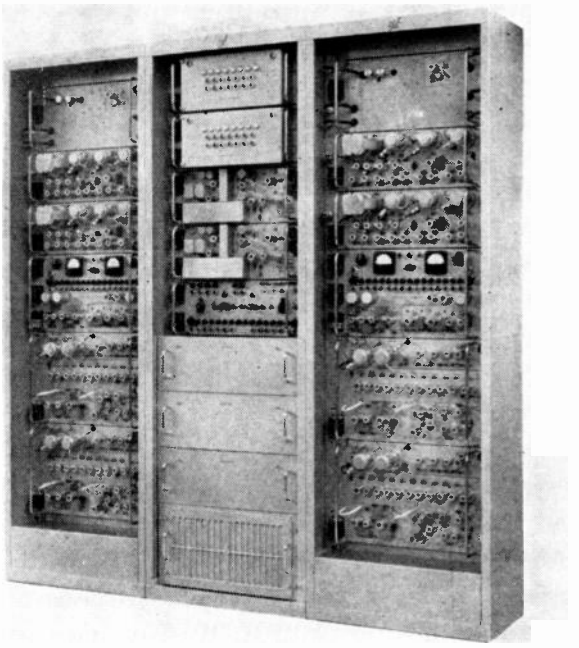


FIG. 4. — Station terminale 2 directions surveillante.

Pour réaliser une station terminale, on associe un bâti radio contenant les 2 ensembles émetteurs terminaux, récepteurs et la commutation de ces ensembles, et un bâti alimentation contenant les sources d'énergie et les équipements annexes (figure 3).

Pour réaliser une station relais, on associe deux bâtis radio contenant chacun les deux ensembles émetteur-relais, récepteurs et la commutation de ces ensembles, et un bâti alimentation contenant les sources d'énergie et les équipements annexes.

Le réseau peut comporter des stations de branchement du type terminal à 2 ou 3 directions.

La figure 3 représente une station de branchement terminale 2 directions.

4.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

4.3.1. — *Schéma synoptique*

La figure 5 donne le schéma synoptique d'une station relais.

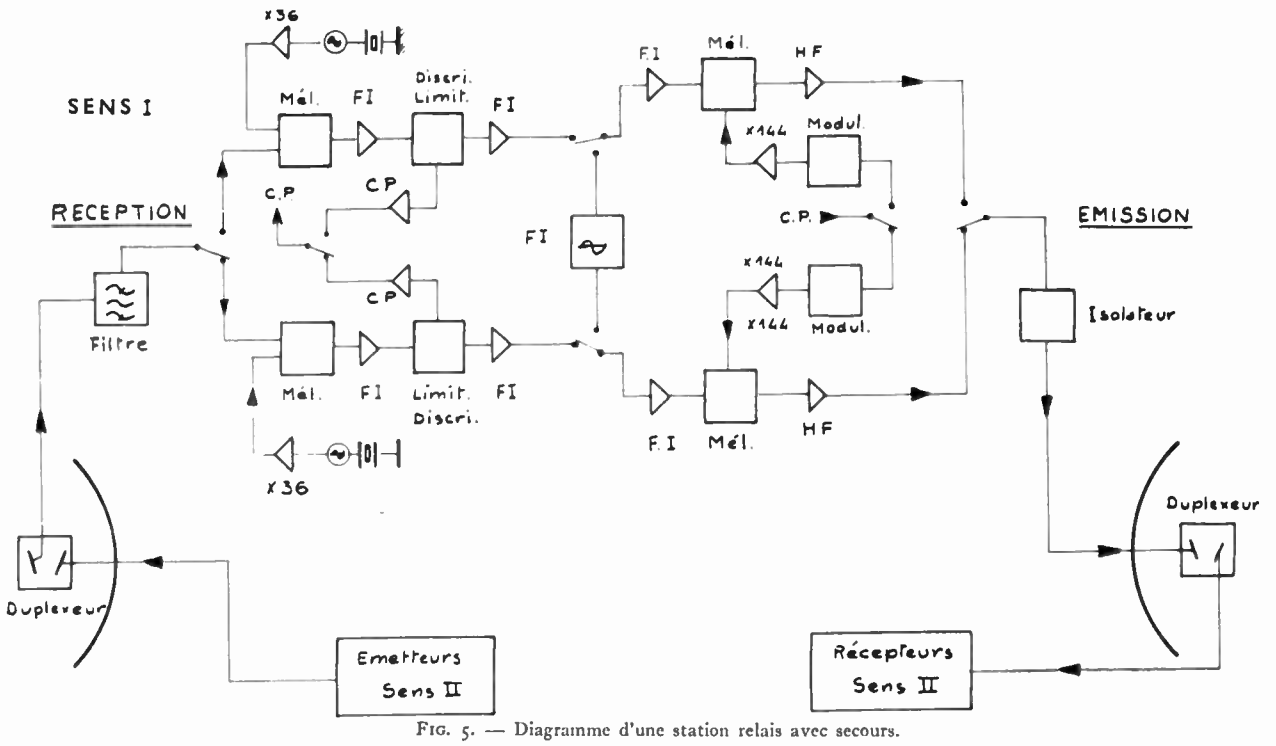


FIG. 5. — Diagramme d'une station relais avec secours.

4.3.2 — *Emission.*

4.3.2.1 — *Emetteur terminal* (figure 6). Le signal HF de l'oscillateur à quartz est appliqué à l'entrée d'une chaîne de multiplication par 144 (Figure 7).

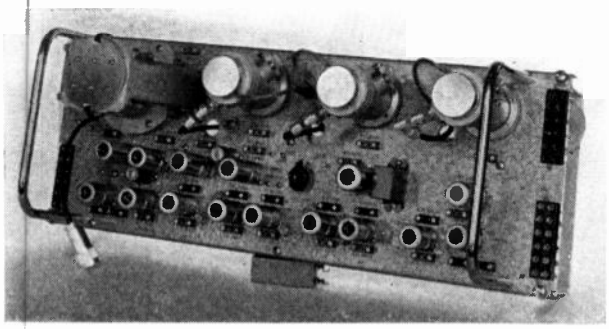


Fig. 6. — Emetteur terminal.

Cette chaîne comprend 6 étages multiplicateurs par 2 ou par 3 séparés par des étages amplificateurs pour assurer une bonne sélection des harmoniques, soit au total 10 tubes.

Les deux derniers étages multiplicateurs sont équipés de tubes coaxiaux du type céramique 6442 montés dans des cavités coaxiales. Suivent deux étages amplificateurs sur la fréquence finale, tous les deux réalisés en cavités coaxiales résonnant en $3\,\lambda/4$, avec appoint de l'accord dans chaque sous-gamme par plongeur capacitif. L'étage de sortie est équipé d'un tube 2C39A.

La modulation est assurée par un modulateur de phase recevant les signaux courants porteurs après amplification convenable. L'impédance d'entrée C.P est 75 ohms assymétrique et le niveau relatif zéro d'entrée d'une voie est – 45 dBm.

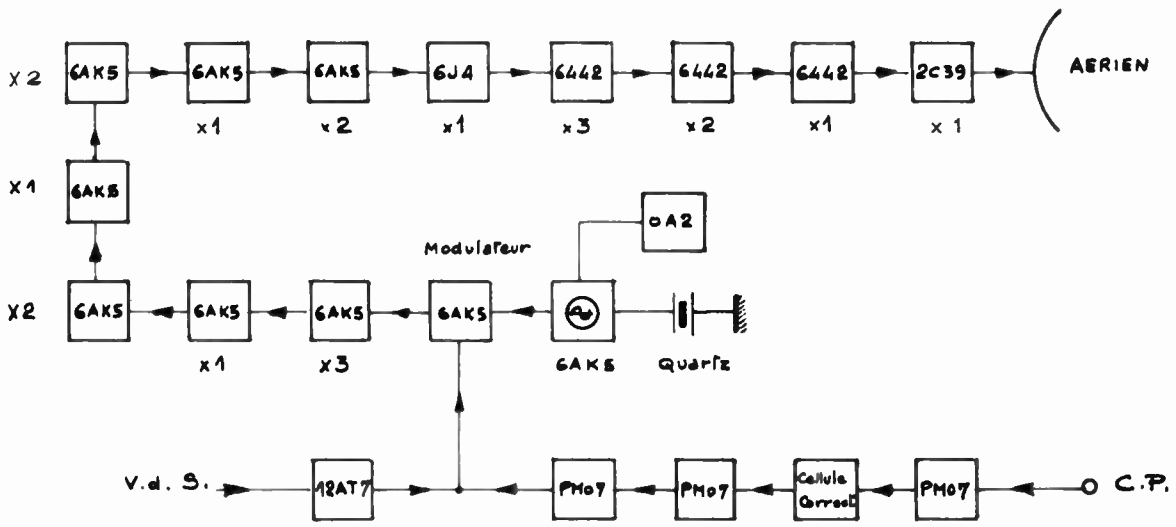


Fig. 7. — Schéma simplifié d'un émetteur terminal.

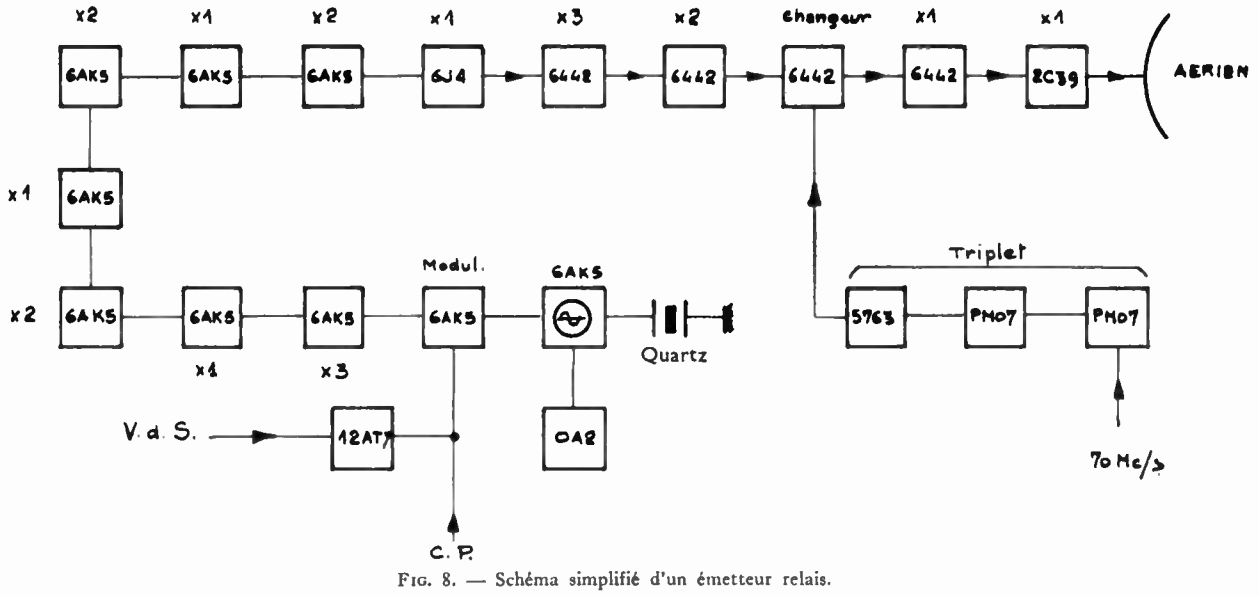


Fig. 8. — Schéma simplifié d'un émetteur relais.

Le signal UHF est appliqué au feeder de l'aérien par l'intermédiaire d'un isolateur à ferrite permettant d'éliminer l'effet de longue ligne dû à la désadaptation de la charge.

4.3.2.2 – *Emetteur relais* (figure 8). L'émetteur relais est du type à changement de fréquence. Ce dernier est effectué à puissance moyenne (30 mW environ) par un tube 6J 42 monté grille-masse et recevant sur sa cathode les signaux hétérodyne et moyenne fréquence 70 MHz. La fréquence émise est supérieure à la fréquence hétérodyne. L'étage changeur réalisé en cavité coaxiale 3 $\lambda/4$ est suivi par 2 étages amplificateurs identiques à ceux de l'émetteur terminal.

Pilote hétérodyne. La fréquence hétérodyne est obtenue par une chaîne de multiplication identique à celle du terminal, y compris un modulateur de phase, permettant ainsi de remoduler le faisceau par des voies annexes et la voie de service claire.

Il n'y a pas d'amplificateur CP, ce qui nécessite un niveau d'entrée CP de 0 dBm sur 75 ohms dans le cas de modulation locale.

Ampli F.I. Pour obtenir un bon rendement du mélangeur, la moyenne fréquence issue du récepteur sur une impédance 75 ohms et un niveau de 0,5 V eff est amplifiée par un triplet à circuits décalés linéaire en phase. Les tubes utilisés délivrent environ 10 V sur 150 ohms.

4.3.3 – *Réception.*

Le récepteur est du type à changement de fréquence sans amplification UHF (figures 9 et 10).

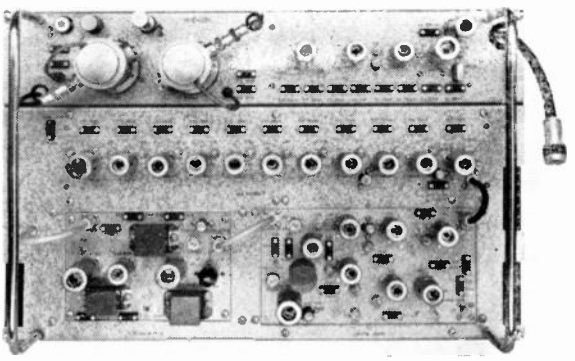


FIG. 10. — Platine récepteur.

Le mélangeur à cristal est précédé d'un filtre UHF décrit en 3.4.1. Une adaptation « double stub » réglable, permet d'obtenir un TOS d'entrée $<1{,}1$ dans une bande de 10 MHz environ, malgré les dispersions des caractéristiques des cristaux. Ceux-ci sont du type 1N21.C.

Le signal Hétérodyne est obtenu en multipliant par 36 la fréquence d'un quartz oscillant sur partiel 3. Les mêmes précautions que pour la chaîne émission sont prises : à savoir l'utilisation d'un amplificateur entre deux multiplicateurs. Les deux derniers étages sont réalisés en cavités coaxiales identiques à celles de l'émetteur.

La liaison à l'amplificateur MF est réalisée par feeder 75 ohms non adapté, réalisant un circuit en π avec le circuit d'entrée MF. Les conditions de

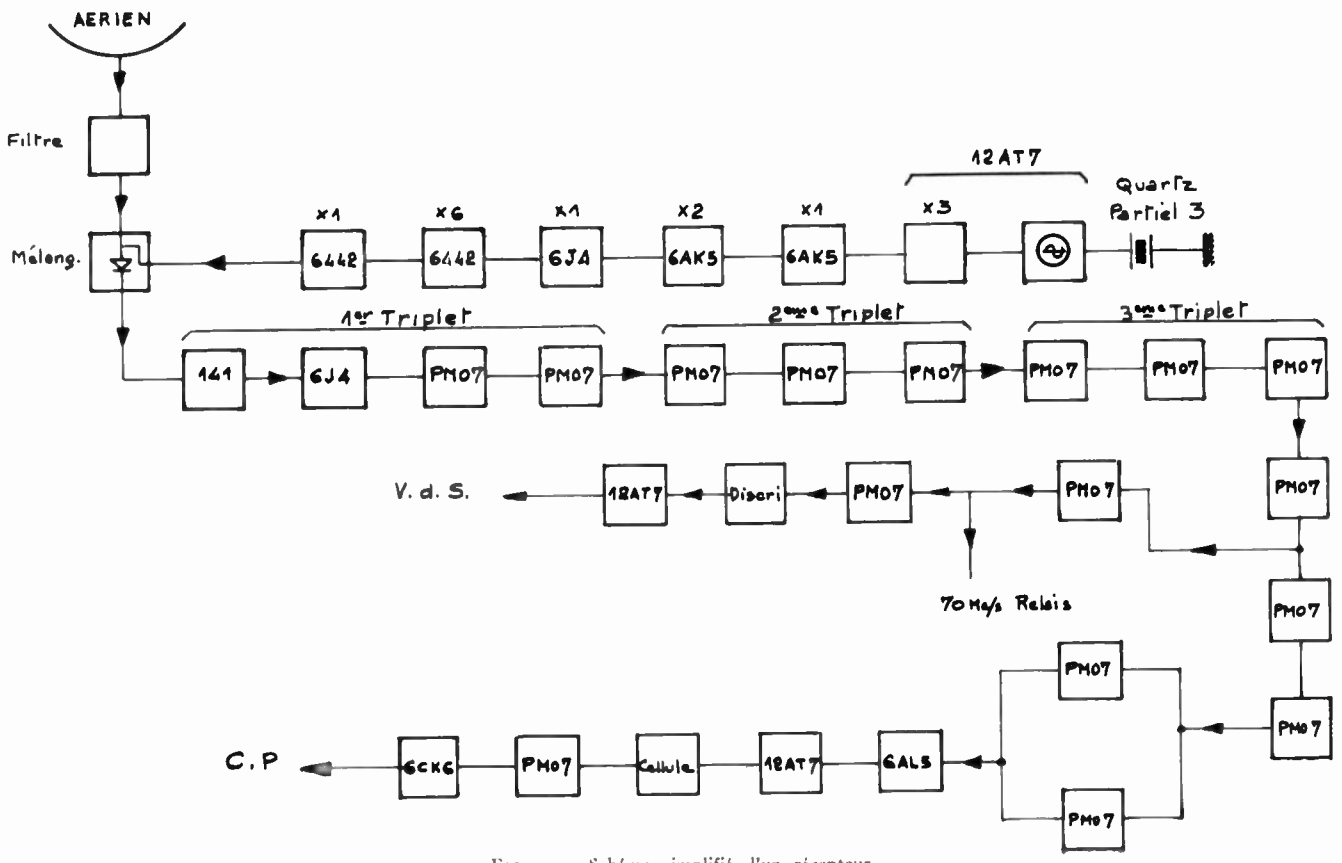


FIG. 9. — Schéma simplifié d'un récepteur.

facteur de bruit MF minimum et d'adaptation de l'impédance MF du cristal sont réalisées grâce à une contre-réaction selfique dans la cathode du tube d'entrée à faible bruit du type CSF 141, monté en cascode avec le tube suivant 6J4.

Le facteur de bruit global UHF mesuré est compris entre 8 et 10 dB suivant les cristaux. Le facteur de bruit MF seul est <3 dB.

un circuit accordé, chacun de ces circuits attaquant un élément d'une double diode qui, par détection en opposition, donne l'effet de discrimination en fréquence. Le choix convenable des fréquences d'accord de ces circuits et de leur surtension permet d'obtenir une pente linéaire sur $\pm$ 3 MHz.

Mesuré au wobulateur de pente, la linéarité obtenue est $>$ 70 dB.

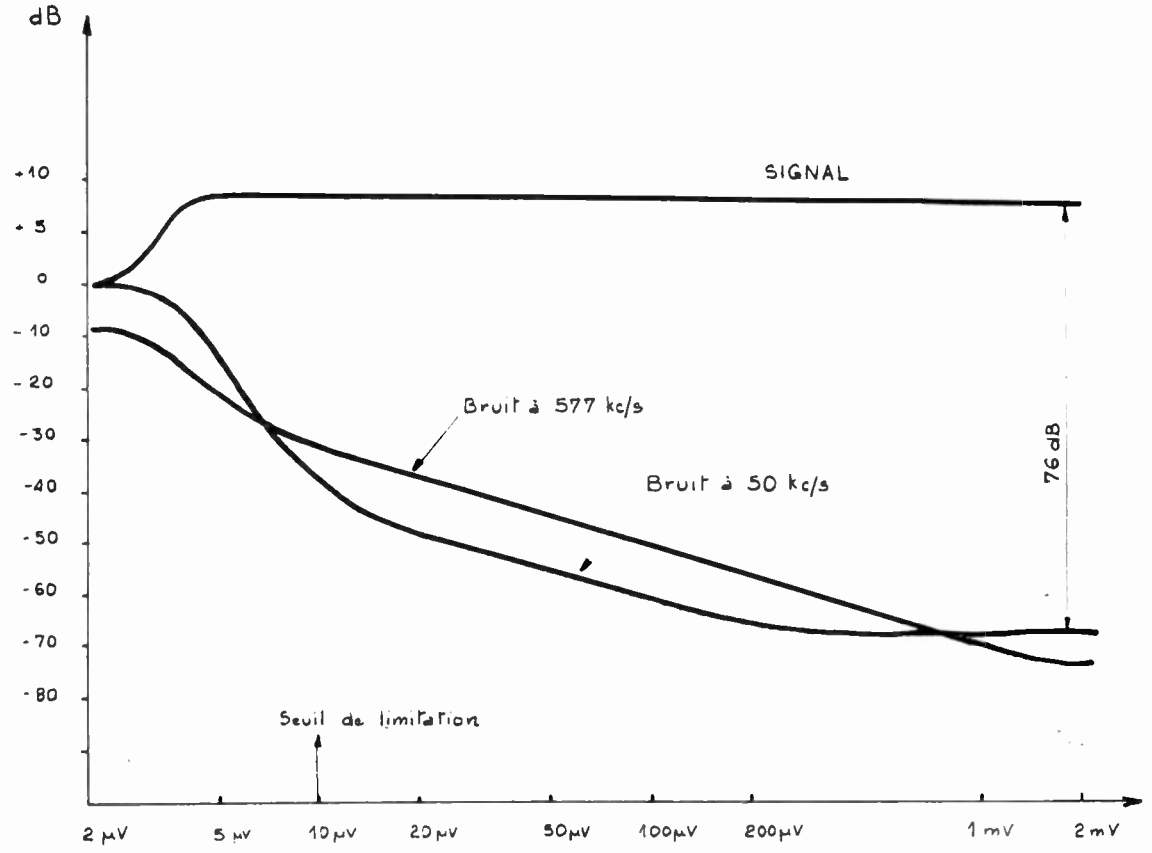


FIG. 11. — Courbe de quieting du récepteur FH 625. Bande BF = 3 kc/s.

L'amplificateur MF est constitué de 3 triplets à circuits décalés du type à variation de phase linéaire dans une bande de $\pm$ 5 MHz. Equipé de 8 tubes PM07 (plus le cascode 141-6J4) le gain total est $>$ 115 dB, la bande passante est de 4,4 MHz à 3 dB et la variation de temps de transit mesurée dans une bande de $\pm$ 3 MHz est $<$ 4 ns.

L'amplificateur est conçu de manière qu'un réalignement n'est pas nécessaire après le changement des tubes PM07.

Le courant grille du premier étage limiteur est utilisé pour le contrôle automatique de gain.

La limitation est assurée par 3 tubes limiteurs successifs équipés de PM07.

L'efficacité de limitation est illustrée sur la figure 11. On voit en particulier que pour un signal HF $>$ 5µV. le signal démodulé est constant (Entre 10 µV et 1 mV, la variation est $<$0,2 dB). Le seuil de limitation est de 9 µV.

Le circuit plaque du dernier limiteur attaque 2 tubes amplificateurs PM07 chargés séparément par

L'amplificateur video est constitué par deux doublets à contre-réaction. Le premier doublet est constitué d'un tube 12AT7, le deuxième de tubes PM07 et 6CK6.

L'impédance de sortie est de 75 ohms asymétrique et le niveau de sortie – 15 dBm par voie.

Une cellule de correction insérée entre les 2 doublets permet de rétablir un équivalent en fréquence global plat à $\pm$ 0,5 dB dans la bande 60 – 552 kHz (figure 12).

Deux dérivations 70 MHz vers l'émetteur relais et la détection de la voie de service sont réalisées après le 2e limiteur. La sortie 70 MHz se fait sur 75 ohms asymétrique sous 0,5 V efficace.

Un discriminateur du type Travis est utilisé pour la détection des signaux de voie de service dans le spectre 300 – 3 000 Hz. Ces signaux sont amplifiés par une double triode 12AT7 comportant une cellule de désaccentuation, la modulation étant à indice constant à l'émission.

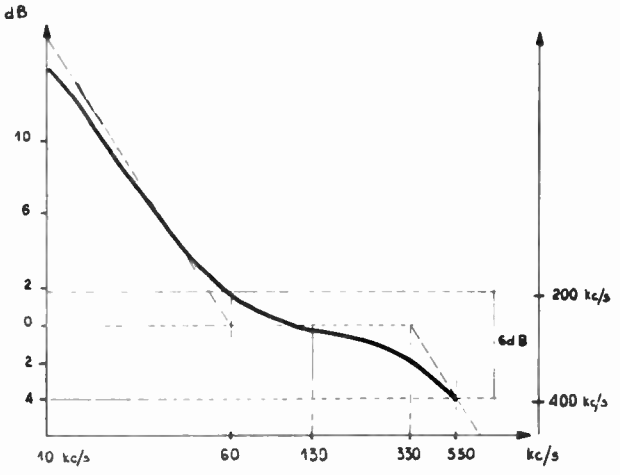


FIG. 12. — Courbe de réponse de la cellule de correction réception.

4.3.4 — *Platine de commutation de l'aérien.*

Cette platine permet l'aiguillage automatique des feeders émission et réception vers l'ensemble émetteur-récepteur utilisé. Cet aiguillage est assuré par des relais coaxiaux 50 ohms assurant un découplage $>$ 25 dB entre les 2 voies et un TOS $<$1,15 dans toute la bande 1 700 – 2 300 MHz.

Prennent place dans cette platine le filtre UHF réception et l'isolateur à ferrite.

4.3.4.1 — *Filtre UHF.* Le filtre UHF est réalisé sous la forme de deux cavités coaxiales $\lambda/4$ couplées par fente réglable. Le réglage de chaque cavité est assuré par vis micrométriques accessibles de la face avant, avec blocage énergique de ces commandes. La nature des métaux utilisés permet d'établir une compensation de la dérive en température.

Les performances de ce filtre sont les suivantes :

— Bande à 3 dB : $\pm$ 4,5 MHz.

— Perte d'insertion : 0,8 dB

— TOS d'entrée : $<$ 1,2 dans une bande de $\pm$ 2 MHz.

— Protection apportée sur la fréquence image : $\geqslant$ 55 dB.

4.3.4.2 — *Isolateur.* Cet isolateur d'un type nouveau est réalisé sur ligne coaxiale 50 ohms. Cet appareil utilise la résonance gyromagnétique qui se produit dans un milieu de ferrite soumis à un champ magnétique.

L'absorption résultante est rendue non réciproque par le choix du sens du champ magnétique continu d'une part, et en faisant apparaître une composante longitudinale du champ magnétique de l'onde UHF.

Performances.

Atténuation directe $<$1 dB

Atténuation inverse $>$ 20 dB dans la sous-gamme utilisée.

TOS vu de l'émetteur $<$1,2.

4.3.5 — *Aériens.*

Les aériens utilisent comme excitation un guide circulaire, lui-même excité par deux doublets croisés, réalisant les polarisations croisées émission et réception et le découplage entre les voies — d'où le nom de duplexeur.

Le réflecteur est du type paraboloïde de révolution, l'excitation étant placée au foyer.

Performances :

a) Ø 2,50 m : Gain 28 dB par rapport au dipôle. Angle d'ouverture à 1/2 puissance : 4°.

b) Ø 4 m : Gain 32 dB par rapport au dipôle. Ouverture à 1/2 puissance : 2,5°.

c) Duplexeur : TOS $<$1,1 dans une bande de 100 MHz.

Découplage entre voie : 40 dB.

4.4 — COMMUTATION ET SÉCURITÉ DE FONCTIONNEMENT.

Nous verrons dans l'organisation du réseau qu'une sécurité de fonctionnement accrue est nécessaire pour des stations sans surveillance.

C'est pour cette raison que les ensembles émetteur-récepteur ont été doublés dans les bâtis de transmission et munis d'une commutation automatique.

Les critères de bon fonctionnement sont les suivants (figure 13) :

a) Puissance UHF émise.

b) Contrôle de la présence d'une onde pilote placée dans le bas du spectre de modulation soit à 10 kHz.

4.4.1 — *Contrôle émission.*

4.4.1.1 — *Contrôle de la modulation.* Un oscillateur 10 kHz à faible distorsion délivre à l'entrée de l'ampli courant porteur émission un niveau de – 7 dB par rapport au niveau relatif zéro – 45 dBm. Pour s'assurer du bon fonctionnement de l'ensemble amplificateur CP et modulateur de phase, le 10 kHz est prélevé sur la cathode du modulateur, amplifié, détecté, et commande un relais, qui en fonctionnement normal, est au travail. Une variation de 4 dB sur l'équivalent provoque l'ouverture du relais.

4.4.1.2 — *Contrôle HF.* Une faible portion de la puissance émise est prélevée dans un Té UHF comportant un détecteur, la tension continue obtenue est amplifiée pour commander un relais. Une variation de 4 dB provoque l'ouverture du relais.

4.4.2 — *Contrôle réception.*

L'onde pilote 10 kHz est prélevée à la sortie des courants porteurs afin de contrôler le récepteur globalement. Un amplificateur sélectif 10 kHz permet de commander un relais après détection. Une variation d'équivalent de 4 à 5 dB provoque l'ouverture du relais.

Pour la réception, deux cas sont à considérer :

4.4.2.1 — *L'absence du 10 kHz due à une panne de l'émetteur correspondant.* Dans ce cas, il faut vérifier le bon fonctionnement du récepteur.

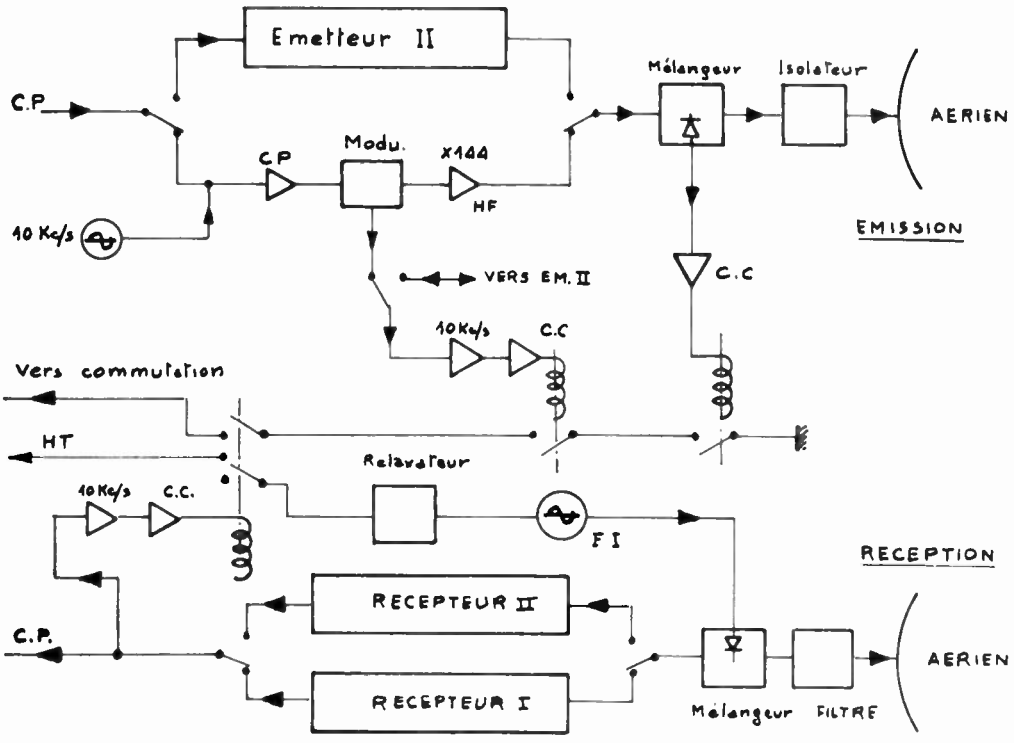


FIG. 13. — Diagramme des contrôles d'une station terminale.

L'ouverture du relais de contrôle 10 kHz provoque la mise en service d'un oscillateur 70 MHz modulé en fréquence à 10 kHz avec la même excursion que le signal normal reçu. Ce signal 70 MHz est appliqué à un T mélangeur faiblement couplé au feeder de réception et placé entre le filtre UHF et le mélangeur normal du récepteur.

Ce T mélangeur équipé d'un cristal 1N21B reçoit la fréquence hétérodyne F_H du récepteur et la fréquence de 70 MHz de l'oscillateur. Il reproduit ainsi la fréquence normale de réception ; en effet, on sait que :

$$F_H = F_R - 70 \text{ MHz}$$

La fréquence à recevoir F_R est ensuite réinjectée par ce même T mélangeur sur le feeder. Le niveau obtenu est réglable entre 0 et 500 µV environ.

Si le récepteur est correct, le 10 kHz réapparaît, le relais de contrôle vient au travail. Le relaxateur placé entre relais et oscillateur maintient celui-ci pendant 4 secondes. Après ces 4 secondes, le 10 kHz disparaît à nouveau et le cycle recommence jusqu'à réapparition du signal HF normal.

Pour éviter l'envoi de bruit sur les bâtis courants porteurs en l'absence du signal UHF, la sortie de l'amplificateur réception CP est coupée.

4.4.2.2 — *Panne du récepteur.* Dans ce cas, le 10 kHz ne réapparaît pas. Il s'en suit une commutation de l'ensemble.

NOTA : Tous les contacts des relais de contrôle sont placés en série et l'ouverture permanente de l'un quelconque provoque la commutation générale en moins de 10 secondes.

4.4.2.3 — *Cas de la station relais.* Dans une station relais pure sans démodulation, il fallait éviter la perturbation de tout le réseau suivant cette station, en cas d'absence de signal.

La liaison entre récepteur et émetteur en FI est coupée. La FI, issue du récepteur, est remplacée par un oscillateur 70 MHz semblable à celui utilisé pour le contrôle du récepteur. Cet oscillateur est maintenu pendant tout le temps de relaxation mentionné au § 4.2.1.

4.4.3 — *Autres sécurités.*

4.4.3.1 — *Alimentation – Ventilation.* Les alimentations 250 V et 600 V sont en double avec commutation automatique. Ces alimentations utilisent des redresseurs au silicium.

La ventilation nécessaire pour le tube final 2C39A est assurée par un ventilateur avec son secours pour une station relais. L'arrêt du ventilateur provoque la coupure des chauffages et HT, et la commutation automatique sur le ventilateur de réserve.

Autre particularité : L'alimentation placée en réserve peut être utilisée pour la maintenance des ensembles UHF en réserve, sans arrêter ni perturber la liaison normale.

Chaque incident de commutation provoque une alarme auditive et visuelle.

4.4.3.2 — *Organes de maintenance.* La platine contrôle et commutation contient deux appareils de mesure qui permettent par le jeu de 2 commutateurs de mesurer :

— Le courant plaque du tube final.

— Les tensions d'alimentation.

— Le réseau.

— Le courant grille limiteur.

— Le zéro du discriminateur.

— Les courants grilles des oscillateurs à quartz émission et réception.

Ces informations sont d'une grande importance pour l'exploitation et la maintenance.

V. Equipements accessoires. Voie de service et télésignalisation.

L'exploitation du réseau est facilitée par l'utilisation d'une voie de service et d'un ensemble de télésignalisation permettant de contrôler à partir des stations terminales huit à seize (au choix) stations relais en série (figures 14 et 15).

Les informations à transmettre sont ainsi réparties dans le spectre vocal :

— Voie de service : 300 – 2 500 Hz

— Retour d'appel : 800 Hz

— Appel sélectif : 3 000 Hz

— Télésignalisation : 3 400 Hz

5.1 — Voie de service (Fig. 16).

La voie de service pour l'exploitation du réseau est transmise en clair à l'aide d'un poste téléphonique type U43 muni de son cadran numéroteur.

Cette platine assure :

— L'amplification des courants vocaux issus du micro ou destinés à l'écouteur du combiné.

— La séparation des fréquence TS et d'appel sélectif à la réception.

— Le mélange de ces mêmes fréquences à l'émission.

Cette platine contient également les oscillateurs d'appel et de télésignalisation, les deux dispositifs détecteurs nécessaires ainsi qu'un ampli BF de puissance pour haut-parleur, et des relais nécessaires à l'appel sélectif.

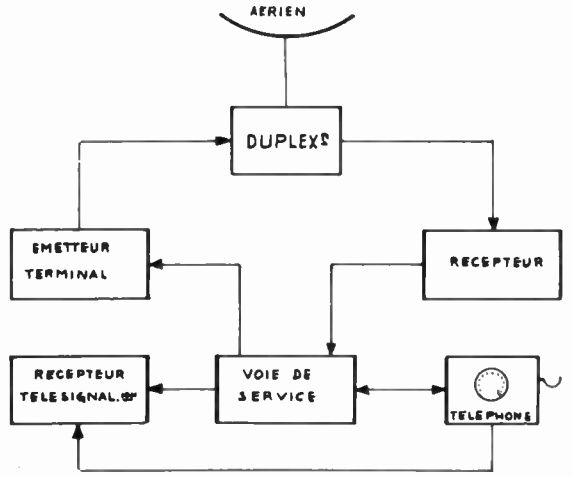


Fig. 15. — Schéma synoptique d'une station terminale surveillante.

Le principe de fonctionnement de l'appel sélectif est le suivant :

A chaque station est affecté un numéro de deux chiffres compris entre 11 et 99 qui sert d'indicatif. Pour appeler le correspondant, on compose l'indicatif sur le cadran du poste téléphonique. Cette opération a pour effet de découper, au rythme du cadran, l'émission de la fréquence 3 000 Hz d'appel. La fréquence n'est pas émise pendant la fermeture de la ligne.

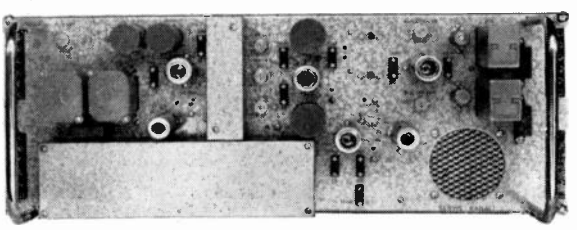


Fig. 16. — Platine voie de service.

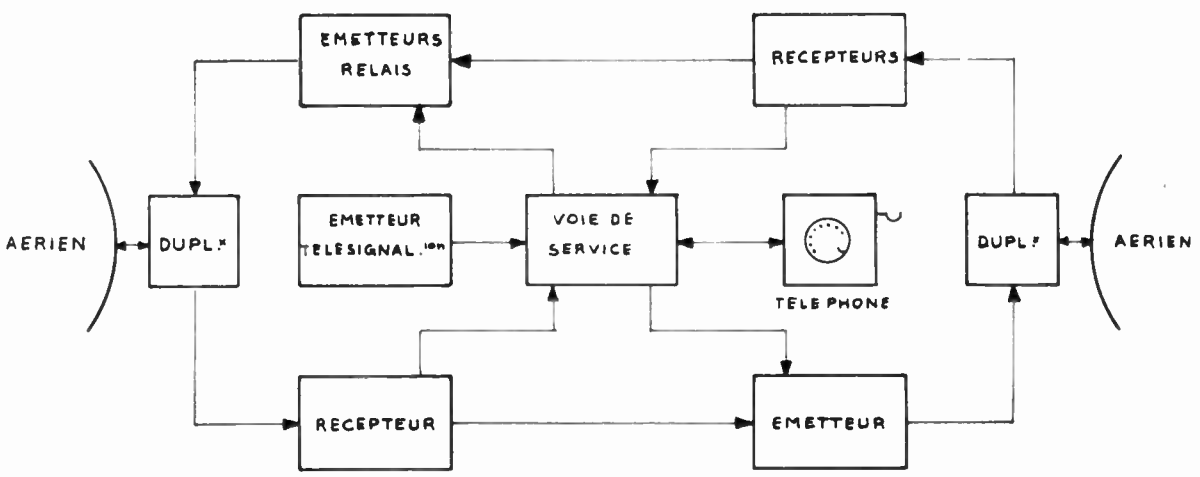


Fig. 14. — Schéma synoptique d'une station relais surveillée.

A la réception, le sélecteur avance d'un certain nombre de pas puis stationne sur une position après chaque numéro. Ce qui fait fonctionner les relais marqueurs des dizaines puis des unités connectés en fonction du numéro de la station.

La sonnerie se déclenche, le sélecteur revient au repos, le retour d'appel à 800 Hz informe l'appelant que l'appel a été reçu.

Un relais thermique arrête la sonnerie en cas de non réponse, ou remet le sélecteur à zéro en cas de faux numéro, au bout de 30 secondes environ.

Un numéro d'appel général est possible à condition que les numéros des stations aient le même chiffre de dizaine.

5.2 — Télésignalisation.

L'ensemble se compose de deux platines :

— platine émission

— platine réception (Fig. 17).

Elles permettent de surveiller, à partir des stations terminales, 8 ou 16 stations relais en série.

Leur rôle est de signaler toutes les modifications des conditions d'exploitation survenues sur l'ensemble du faisceau hertzien.

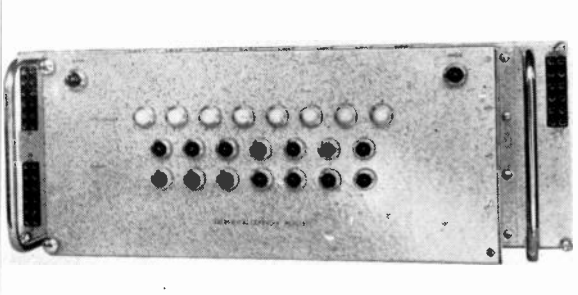


Fig. 17. — Télésignalisation réception.

Dans chaque station, 7 ou 16 événements peuvent être surveillés. Ces événements sont matérialisés par des contacts inverseurs.

Le message transmis par la voie de service consiste en un train d'un nombre constant d'impulsions. La répartition des intervalles courts ou longs entre les impulsions caractérise le message.

Le message obéit aux servitudes suivantes :

— Il est déclenché si un changement d'état des contacts surveillés s'opère dans la station.

— Il peut être provoqué par interrogation pratiquée à partir de la station surveillante à l'aide de l'appel sélectif.

— Il retarde sa transmission lorsqu'un autre message est en cours.

Fonctionnement :

Emission : Les impulsions sont comptées au fur et à mesure de leur envoi par un sélecteur à 25 points par 1/2 tour. Les contacts surveillés mettent sur les plots du sélecteur, par l'intermédiaire de diodes, des polarités positives ou négatives selon l'intervalle à réaliser avant l'envoi de l'impulsion suivante.

Le message contient l'indicatif de la station en cause et la liste des positions des contacts surveillés. le tout est ensuite répété symétriquement.

Cette symétrie garantit la conformité du message.

Réception : Les impulsions à fréquence musicale détectées commandent la marche d'un sélecteur qui attend sur chaque plot l'arrivée de l'impulsion suivante. Selon la durée de la pause, un relais marqueur caractérise cette position par un repos ou un travail.

Un relais de coïncidence compare la première moitié du message à sa répétition inversée et vérifie son exactitude.

Les relais marqueurs commandent l'allumage sur le panneau d'affichage des lampes représentatrices des stations et des événements.

Un seul message à la fois peut être affiché. Cet affichage demeure jusqu'à l'intervention de l'opérateur ou l'arrivée d'un autre message. L'indicatif des stations n'est pas effacé par ce deuxième message.

Affichage :

En période normale, les voyants sont éteints.

L'arrivée d'un message allume le voyant correspondant à la station en défaut, ainsi que la rangée des lampes vertes (normal) ou rouge (incident) affectées aux contacts surveillés.

Un bouton poussoir placé sur le combiné téléphonique permet d'effacer le message.

L'arrivée d'un message provoque également une sonnerie qui s'arrête par effacement du message ou par le moyen d'un bilame après 90 secondes si l'opérateur n'intervient pas.

En cas d'erreur dans la transmission du message, un voyant « Erreur » s'allume à la station surveillante.

Utilisation :

Les stations affichées seront celles d'une section de surveillance et on peut envisager de télésignaliser les informations suivantes :

— Panne des équipements radio sens aller et sens retour pour une station relais (le caisson de commutation comporte le contact surveillé nécessaire).

— Panne des bâtis alimentations (panne de ventilation ou d'alimentation). Le caisson de commutation comporte les contacts surveillés nécessaires.

— Alimentation groupe ou secteur.

— Passage groupe principal sur groupe secours.

— Différentes pannes des groupes :

— Température d'eau

— Niveau d'huile

— Niveau de carburant, etc.

VI. Performances générales.

Des mesures ont été effectuées sur une liaison témoin constituée de 2 bonds avec station relais pure.

L'affaiblissement entre bond a été réglé à 78 dB correspondant à l'utilisation d'aériens 2,50 m équipés de feeder Héliax à faible perte de 35 m, pour des distances de 50 km.

Les résultats suivants ont été obtenus sur ce trajet (Voir tableau I).

TABLEAU N° 1

Mesures S/B et S/B + D en dB dans une bande psophométrique FH 625 constituée de 2 bonds de 50 km.

	Charge	Fréquence basse	Fréquence haute	Voie de Service
120 voies	+ 5,7 dBm S/B	75	71	41
	S/B + D	73	69	38
60 voies	+ 6,7 dBm S/B	75	73	41
	S/B + D	73	69	36
120 voies	+ 7,1 dBm S/B	75	71	41
	S/B + D	70	65	32

Conditions :

Δf à 60 kc/s = ± 200 kc/s crête
Δf à 300 kc/s = ± 300 kc/s crête
Δf à 577 kc/s = ± 400 kc/s crête

Pour 120 voies :

— Fréquence basse de mesure = 50 kc/s
— Fréquence haute de mesure = 577 kc/s

Pour 60 voies :

— Fréquence basse de mesure = 50 kc/s
— Fréquence haute de mesure = 313 kc/s

En considérant cette liaison comme une portion du circuit de référence CCIR de 2 500 km, le CCIR (Varsovie 1956) a défini une valeur de bruit total (thermique + diaphonie) de 5 000 pW aux heures chargées en l'absence de fading. La charge préconisée est − 15 + 10 log N qui, étendue à 120 voies, donne 5,7 dBm.

Ramenés à 2 bonds, ces chiffres indiquent que la puissance de bruit psophométrique à la sortie du 2e récepteur ne doit pas dépasser 200 pW soit 67 dB de $S/B + D$. L'appareil de mesure utilisé était un diaphonomètre à bruit blanc où l'ensemble des voies téléphoniques était simulé par un générateur de bruit.

Sur un seul bond, nous avons tracé, en fonction du signal reçu, l'importance relative du bruit thermique des équipements, de liaison et du bruit de diaphonie.

Les courbes relevées figure 18 montrent que pour des liaisons supérieures à 50 km, il y a lieu d'utiliser un aérien de 4 m qui porte la distance équivalente de 50 km à 125 km, distance peu utilisée en raison des difficultés d'implantation (visibilité peu fréquente et fading).

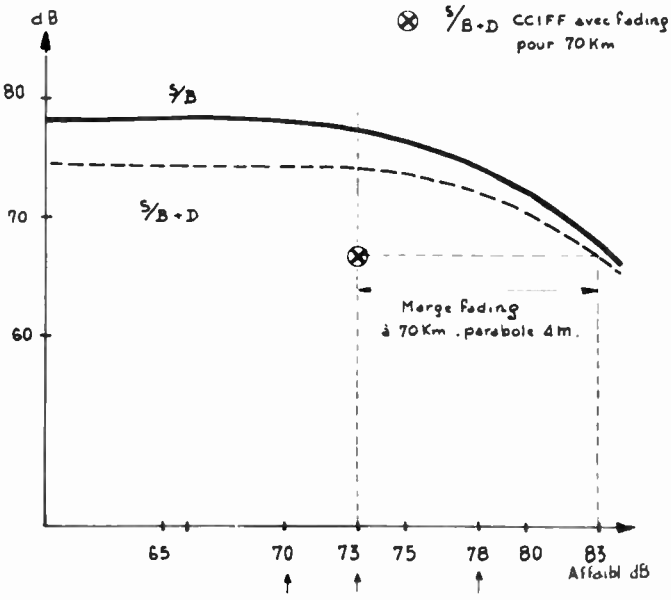


FIG. 18. — Bruit et diaphonie en 120 voies (charge + 4,5 dBm) dans la voie haute.

En se limitant à 70 km en moyenne, la marge sur le $S/B + D$ permet un fading de 10 dB sur tous les tronçons.

Nous voyons que les conditions CCIR sont tenues avec une marge suffisante.

Les dernières conditions CCIR envisagées à Genève prévoient des charges en bruit blanc plus sévères pour un nombre de voie <240. La charge préconisée est − 1 + 4 Log N (N = Nombre de voies). Dans ces conditions, le bruit total du circuit de référence de 2 500 km ne doit pas dépasser 7 500 pW sans fading. Ramené aux 2 bonds de la liaison témoin, on ne devrait pas dépasser 300 pW soit pratiquement 65 dB de $S/B + D$. Le tableau I montre que le FH 625 est capable de tenir ces nouvelles conditions.

Conclusion.

Le matériel FH 625 a bénéficié de l'expérience acquise sur son prédécesseur FH 610 dans la bande des 400 MHz. Les tubes employés permettent d'assurer, malgré la fréquence notablement plus élevée, une maintenance suivant les modalités courantes à partir d'appareils de mesure standard du commerce. Le groupement des éléments de transmission dans un même bâti, des équipements annexes et alimentations dans un bâti commun à deux directions, permet une économie sensible sur les matériels précédents, tout en aboutissant à des performances supérieures permettant la réalisation de réseaux complexes conformes aux dernières recommandations internationales.

ÉQUIPEMENT DE FAISCEAU HERTZIEN TYPE PF 120 POUR 120 VOIES TÉLÉPHONIQUES

PAR

M. KOREICHO

Ingénieur

à la Société Anonyme de Télécommunications

I — Généralités.

La Société anonyme de Télécommunications vient de terminer l'installation dans le Nord-Est du bassin Méditerranéen d'un faisceau hertzien destiné à l'établissement de liaisons téléphoniques internationales entre l'Italie, la Grèce et la Turquie d'une part, et intérieures à la Grèce d'autre part. Le faisceau, d'une longueur totale de 1 200 kilomètres, comporte 17 stations hertziennes (fig. 1 B).

Les équipements utilisés, du type PF 120, fonctionnent dans la gamme des ondes décimétriques et permettent de transmettre 120 voies téléphoniques dans la bande 60-552 kHz qui est celle des groupes secondaires 1 et 2 du système coaxial à 960 voies.

Le groupe de 120 voies est obtenu au moyen d'équipements multiplex faisant partie du matériel 51 L étudié à la S.A.T. et normalisé par l'Administration française des P.T.T.

Les performances générales de ces équipements avec des longueurs de sections de répéteurs de l'ordre de 50 à 150 km, notamment en ce qui concerne les bruits fluctuants et diaphoniques, répondent aux recommandations du CCIR et du CCITT.

Les appareils entrant dans les équipements sont répartis dans des :

— stations terminales surveillantes,

— stations terminales non surveillantes,

— stations intermédiaires principales (avec dérivation de groupe secondaires 60-300 ou 300-552 kHz),

— stations intermédiaires.

Chaque sens de transmission comporte deux chemins dont l'un est en service, l'autre en réserve, servant de secours.

La station du type le plus courant se compose d'un pylône et d'un petit bâtiment qui lui est juxtaposé (voir figure 1 A).

Le pylône, métallique, a 20 mètres de haut (30 mètres exceptionnellement) et supporte de deux à six aériens paraboliques.

Fig. 1 A. — Une station PF 120 en Grèce.

Le bâtiment comporte, outre des locaux d'habitation destinés au personnel chargé de la surveillance de la station, une salle d'énergie au rez-de-chaussée et une salle d'équipement au premier étage. Cette dernière comporte la travée des équipements radioélectriques et, éventuellement, la travée des équipements téléphoniques multiplex.

Le gaz oil nécessaire à l'alimentation des groupes électrogènes est contenu dans un réservoir enterré à proximité du bâtiment.

En certains points de la liaison les équipements radioélectriques et multiplex sont dissociés et placés dans des bâtiments distincts. La liaison entre ces équipements est alors réalisée au moyen de deux câbles à paires symétriques assurant la transmission des groupes de 120 voies. Cette transmission s'opère en 4 fils, chaque circuit étant équipé des amplificateurs et égaliseurs convenables.

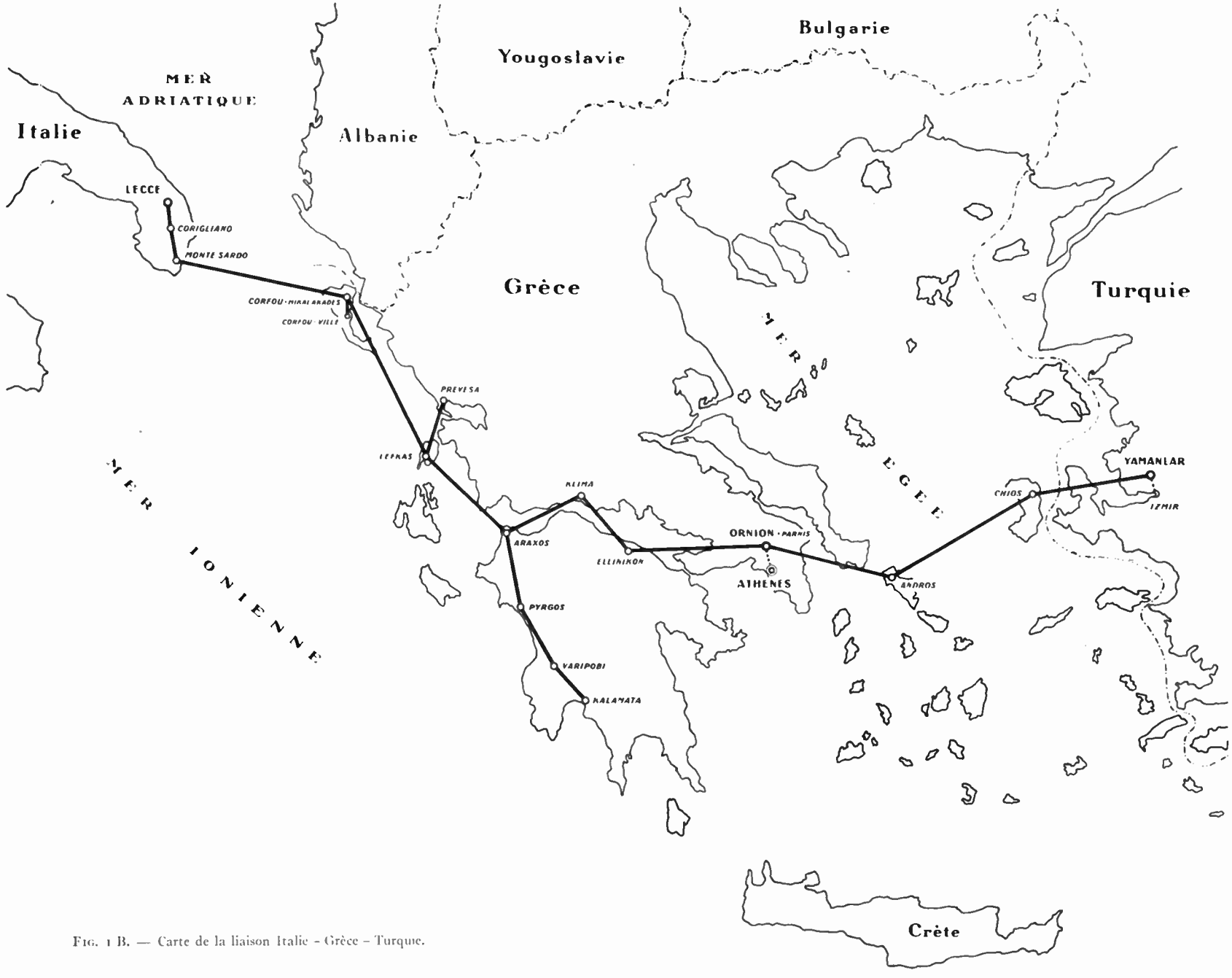


FIG. 1 B. — Carte de la liaison Italie - Grèce - Turquie.

II — Equipements téléphoniques multiplex.

II.1 — Description mécanique.

Les appareils constituant l'équipement téléphonique multiplex d'une station sont mis en place sur des bâtis des matériels 51 A et 51 L du type à hauteur réduite de 1,700 m.

L'utilisation de ces deux types de matériel pour la réalisation des différents organes est conforme aux normes de l'Administration française des P.T.T.

Le matériel 51 L est affecté aux équipements terminaux de systèmes à courants porteurs, pour toutes les catégories de lignes à grande distance, ainsi qu'aux équipements de ligne pour câbles à paires symétriques, répéteurs à 2 et à 4 fils, télégraphie harmonique, etc.

Le matériel 51 A est affecté aux équipements de modulation de transfert et de génération des courants porteurs, à l'exception des porteurs de voies pour toutes les catégories de lignes à grande distance et aux équipements d'amplification de ligne pour les câbles à paires coaxiales.

II.1.1 — *Bâti de hauteur réduite, type 51 L* (voir figures 2 et 3).

Entre les deux montants placés verticalement, sont montés, en allant de bas en haut : un panneau de fusibles, deux casiers pour blocs, un autre panneau de fusibles, un casier pour organes généraux et le chemin de jarretières à l'arrière duquel est monté un chemin de câbles. Les montants assemblés s'appuient à l'arrière sur un fer en I commun à tous les bâtis de la travée. A l'avant le prolongement de la partie repliée des montants repose sur une semelle fixée au sol,

Dans le cas où le bâti comporte son alimentation propre, il est placé sur un socle.

Le panneau de fusibles inférieur groupe tous les éléments de protection des circuits de fréquence basse et de chauffage. Il permet également le raccordement du bâti aux circuits d'alimentation de la station. La rupture d'un fusible de ce panneau provoque l'allumage de la lampe pilote; il suffit d'enlever le capot protégeant le panneau pour repérer le fusible rompu.

Un casier pour blocs est constitué par un support en tôle pliée et soudée de façon à former six rangées superposées de deux alvéoles. Chaque alvéole reçoit un bloc. Les deux blocs placés côte à côte constituent en général un organe, tel qu'un équipement terminal de voie de système 12 voies à courant porteur par exemple. Ils sont reliés entre eux et au câblage des montants par l'intermédiaire de cavaliers.

Le panneau de fusibles supérieur porte les éléments de protection des circuits à 220 et à 18 volts et les dispositifs de signalisation permettant de relever les défauts pouvant intervenir sur les circuits d'alimentation du bâti en général. La fusion d'un fusible quelconque du bâti provoque l'allumage

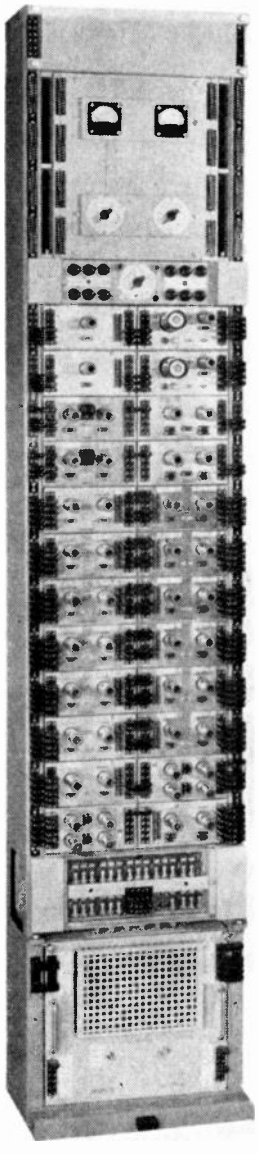


Fig. 2.— Bâti de porteurs de voie type 51 L hauteur réduite (capots enlevés).

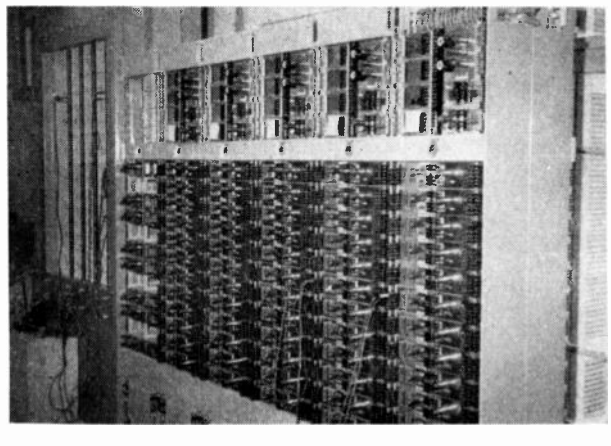


Fig. 3. — Travée de bâti type 51 L hauteur réduite.

de la lampe pilote ; en outre, si le fusible ayant fondu se trouve sur ce panneau, une deuxième lampe s'allume. Dans ce cas, un commutateur permet de rechercher le fusible en cause.

Un casier pour organes généraux est constitué par un support en tôle pliée et soudée de façon à former un certain nombre de logements : au centre, un logement vertical recevant une ou deux têtes de câbles et de part et d'autre, des alvéoles dans lesquelles sont mis en place des organes équipant les circuits (tels qu'équilibreurs) et des organes généraux tels que coupleurs et régulateur de groupe primaire par exemple.

Les faces latérales du casier pour organes généraux portent des goulottes qui débouchent dans le chemin de jarretières situé au-dessus. Ces goulottes permettent le passages de jarretières, utilisées pour la mutation éventuelle des circuits. A l'arrière du chemin de jarretières, est prévu un chemin de câbles qui reçoit le câblage général de la travée.

II.1.2 — *Bâti de hauteur réduite type* 51 A.

Le bâti reçoit : en haut, des réglettes assurant le raccordement aux appareils extérieurs au bâti et un panneau de fusibles et de signalisation ; en bas, des réglettes et bornes d'alimentation.

Les montants du bâti portent des réglettes à six paires de douilles qui servent à raccorder les circuits du bâti à ceux des appareils montés dans les cases par l'intermédiaire de cavaliers à dérivation.

Des équerres vissées vers l'intérieur aux montants du bâti servent de support aux organes placés dans les cases et permettent leur fixation. A cet effet, leurs extrémités repliées à angle droit vers l'avant portent une échancrure derrière laquelle est fixée une équerre taraudée destinée à recevoir la vis imperdable dont chaque appareil est muni à ses coins supérieurs.

II.2 — Principe de la constitution du groupe de 120 voies.

Le groupe de 120 voies qui doit être transmis par le faisceau hertzien est placé dans la bande de fréquences 60-552 kHz. Chaque voie transmet une bande de fréquences correspondant aux fréquences de conversation comprises entre 300 et 3 400 Hz.

La transposition des voies dans la bande de fréquences définitive se fait en plusieurs étapes :

— constitution de groupes primaires de base type B

— constitution de groupes secondaires de base,

— constitution du groupe de 60 ou 120 voies.

Un groupe primaire de base type B est constitué à partir de 12 communications téléphoniques à fréquence vocale, qui, après modulation, forment un groupe de 12 voies échelonnées dans la bande 60-108 kHz. Chaque communication est placée à son rang dans le groupe grâce à une double modulation, une prémodulation à 8 kHz identique sur chaque voie et une modulation à une fréquence différente, selon la voie considérée. Cette transposition s'opère par l'intermédiaire d'un ensemble d'appareils constituant une extrémité 60-108 kHz.

Le groupe secondaire de base est constitué à partir de 5 groupes primaires de base type B, modulés chacun à une fréquence différente de manière à former un groupe de 60 voies, dans la bande 312-552 kHz. Cette transposition s'opère par l'intermédiaire de 5 modulateurs-démodulateurs de groupe primaire.

Le groupe de 120 voies est obtenu par mise en parallèle d'un groupe secondaire de base 312-552 kHz avec un groupe secondaire 60-300 kHz obtenu à partir d'un autre groupe secondaire de base par modulation à 612 kHz.

Toutes les fréquences nécessaires pour alimenter les différents systèmes de modulation sont fournies par un ensemble de sources, à partir d'un générateur central à 128 kHz stabilisé. Cet ensemble fournit les porteurs de voie alimentant les équipements terminaux de voies qui constituent les extrémités 60-108 kHz, les porteurs de groupe primaire alimentant les modulateurs-démodulateurs de groupes primaires, ainsi que les différents courants pilotes.

III — Equipements radioélectriques de transmission.

La figure 4 montre le diagramme fonctionnel des équipements radioélectriques constituant une station PF 120.

III.1 — Description mécanique.

L'ensemble des appareils constituant le matériel de transmission proprement dit du système PF 120 est mis en place sur des bâtis dont la réalisation est semblable à celle du matériel 51 L, normalisé par l'Administration française des P.T.T.

Leurs dimensions sont les suivantes :

hauteur : 1,850 m
largeur : 0,600 m
profondeur: 0,300 m

Le montage et le démontage d'un bâti complet s'opèrent rapidement et sans difficultés de manipulation.

Les bâtis sont de deux types : bâtis de transmission radioélectrique, bâtis de commande et d'alimentation (voir figures 5 et 6).

III.1.1 — *Bâti de transmission.*

Ce bâti comporte de haut en bas :

— un chemin de câble,

— une case de filtres d'antennes et de relais commutateurs coaxiaux.

Puis, sur une seule ou sur chacune des faces (station intermédiaire) :

— deux récepteurs (service et secours) constitués chacun par :

– un boîtier de source hétérodyne réception,

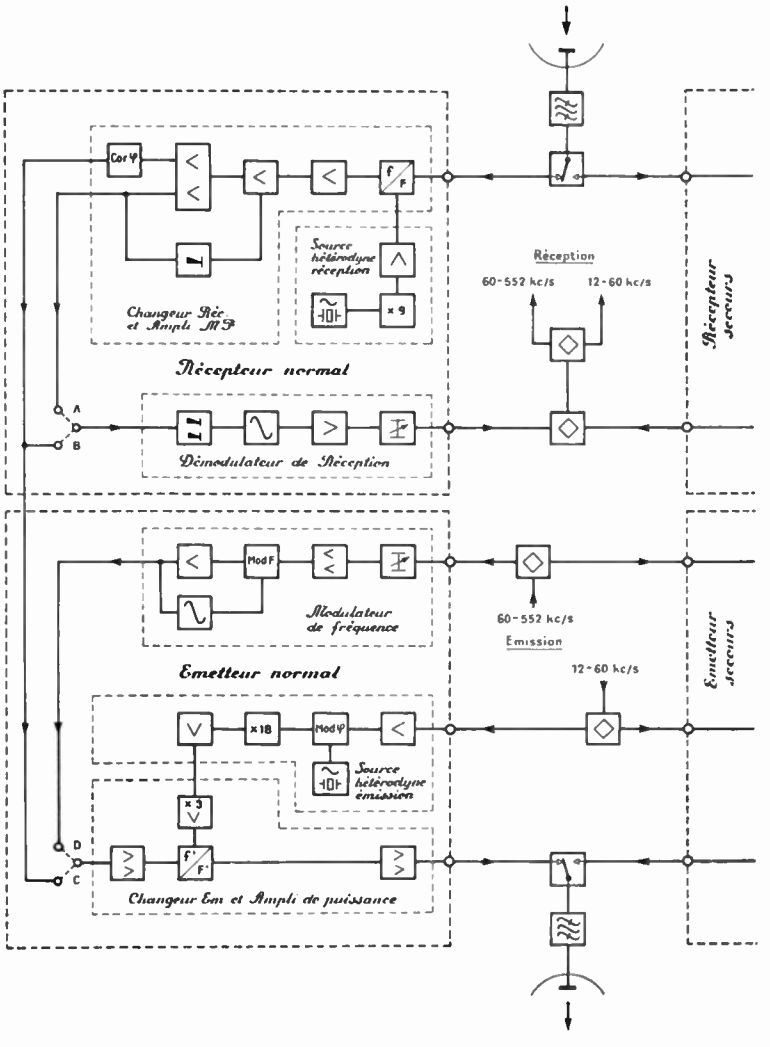


FIG. 4. — Diagramme fonctionnel d'une station PF 120.
— Station terminale.
— Station intermédiaire principale } liaisons B et D.
— Station intermédiaire non principale : liaisons A et C, le modulateur de fréquence étant supprimé.

– un boîtier changeur réception et amplificateur moyenne fréquence,
– un boîtier démodulateur de réception,

— deux émetteurs (service et secours) constitués chacun par :

– un boîtier changeur émission et de puissance,
– un boîtier de source hétérodyne émission,

— une case ventilation indépendante comportant :
– deux ventilateurs (normal et secours) avec permutation automatique. Chaque ventilateur assure la ventilation des deux faces du bâti, et en particulier celle des étages émetteurs de puissance. Le ventilateur de secours peut aisément être retiré sans interrompre la transmission.

III.1.2 — *Bâti de commande et d'alimentation.*

Ce bâti comporte de haut en bas :

— un chemin de câbles,
— un panneau de commande,
— un ensemble de télécommande, télésurveillance ou télésignalisation et voie de service,
— un boîtier de coupleurs et d'égaliseurs,
— les modulateurs de fréquence ou des régénérateurs 35 MHz,
— une alimentation fournissant la haute tension et la tension de chauffage pour l'ensemble de télécommande,
— les alimentations fournissant les hautes tensions 250 et 420 V et les tensions de polarisation et de chauffage pour chacun des ensembles émetteurs-récepteurs.

III.2 — FONCTIONNEMENT DES ORGANES DE TRANSMISSION RADIOÉLECTRIQUE.

III.2.1 — *Récepteur.*

III.2.1.1 — Le boîtier changeur réception et amplificateur moyenne fréquence dont l'objet est de délivrer au niveau convenable le signal moyenne fréquence obtenu par conversion du signal haute fréquence reçu, comporte :

— un convertisseur,
— un préamplificateur moyenne fréquence,
— un amplificateur moyenne fréquence,
— un dispositif de contrôle automatique de gain,
— éventuellement un égaliseur de phase.

L'étage convertisseur de fréquence est un montage symétrique équipé de deux cristaux au silicium du type IN21C. Il assure, par battement avec le signal hétérodyne issu de l'oscillateur local, la trans-

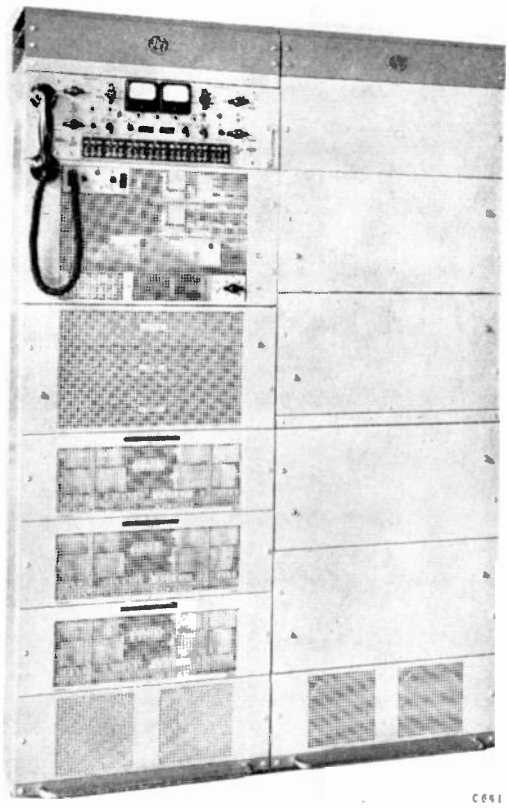


FIG. 5. — PF 120 — Bâtis de station intermédiaire principale.

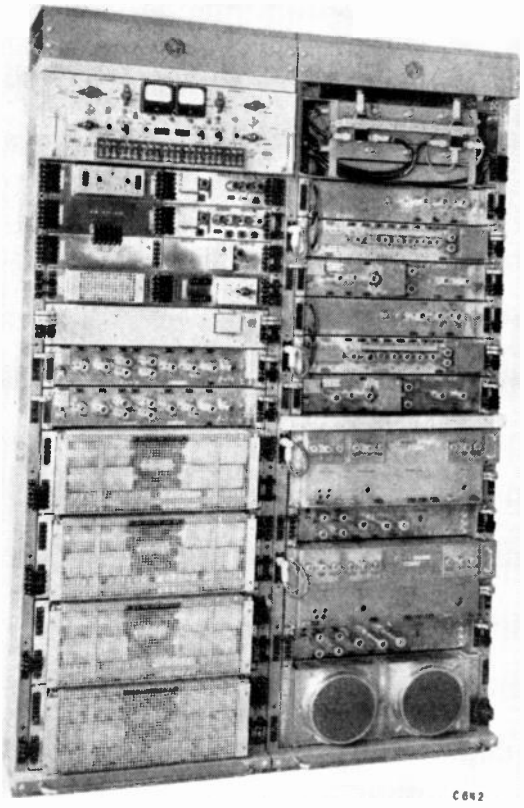


FIG. 6. — PF 120 — Bâtis de station intermédiaire principale (capots enlevés).

position du signal reçu dans la bande moyenne fréquence.

Le préamplificateur moyenne fréquence utilise une triode fonctionnant en amplificatrice « cathode à la masse » suivie d'une triode fonctionnant en amplificatrice « grille à la masse ».

L'amplificateur moyenne fréquence comporte cinq étages amplificateurs constituant avec la seconde triode du préamplificateur un ensemble de trois doublets. A la sortie, deux chemins d'amplification fonctionnant en parallèle assurent l'alimentation en signal moyenne fréquence du détecteur de réception d'une part, du boîtier de puissance dans le cas d'une station relais d'autre part.

Le dispositif de contrôle automatique de gain agit sur la polarisation des grilles de commande de quatre tubes de l'amplificateur moyenne fréquence. Le débit global des courants d'anode des tubes régulés, mesurable aux bornes d'une prise de shunt, fournit après étalonnage la valeur du champ haute fréquence reçu.

Enfin, un égaliseur de phase peut être inséré à l'une des sorties du boîtier.

III.2.1.2 — Le boîtier générateur de source réception, destiné à fournir la source hétérodyne nécessaire à l'alimentation du mélangeur de réception, comporte un oscillateur à quartz et deux étages tripleurs.

III.2.1.3 — Le boîtier démodulateur de réception a pour objet de démoduler le signal à fréquence intermédiaire provenant du boîtier moyenne fréquence.

Il comprend essentiellement :

— le limiteur,

— le discriminateur,

— l'amplificateur de sortie 12-552 kHz.

Le signal moyenne fréquence est appliqué à la grille de commande d'une pentode dont la plaque est chargée par un limiteur comportant deux cristaux germanium polarisés par une source de ± 1,5 volt à très basse impédance interne. Ce limiteur est couplé par l'intermédiaire d'une inductance à un autre limiteur analogue dont la liaison au discriminateur s'effectue à travers un étage amplificateur à large bande.

Le discriminateur, du type « à circuits décalés », comporte deux pentodes dont les grilles de commande sont mises en parallèle et dont les plaques sont chargées sur un circuit accordé à 28 MHz d'une part et 42 MHz d'autre part. La discrimination du signal moyenne fréquence utilise deux cristaux germanium et restitue les signaux téléphoniques dans la bande 0-552 kHz.

Ces signaux sont appliqués à un amplificateur de sortie à trois étages dans lequel un couplage entre les cathodes du premier et du troisième tube assure un taux de contre-réaction de 30 dB pour toute la bande 12-552 kHz.

Une ligne artificielle variable par bonds de 1 dB permet d'ajuster à la valeur convenable le niveau du signal 12-552 kHz délivré par l'amplificateur.

III.2.2 — *Emetteur.*

III.2.2.1 — Le boîtier modulateur de fréquence, destiné à fournir une onde modulée en fréquence autour de 35 MHz par les signaux de modulation

compris dans la bande 60 à 552 kHz comporte (voir figure 7) les circuits suivants :

— un amplificateur 12-552 kHz ;

— un oscillateur modulable en fréquence ;

— un circuit de stabilisation automatique de fréquence.

La symétrie du montage a pour effet d'améliorer la linéarité de la modulation et de réduire notablement la dérive de fréquence due aux variations des tensions d'alimentation.

Le circuit stabilisateur de fréquence comporte un discriminateur centré sur 35 MHz et du type à circuits résonnants série décalés. Il rend disponible

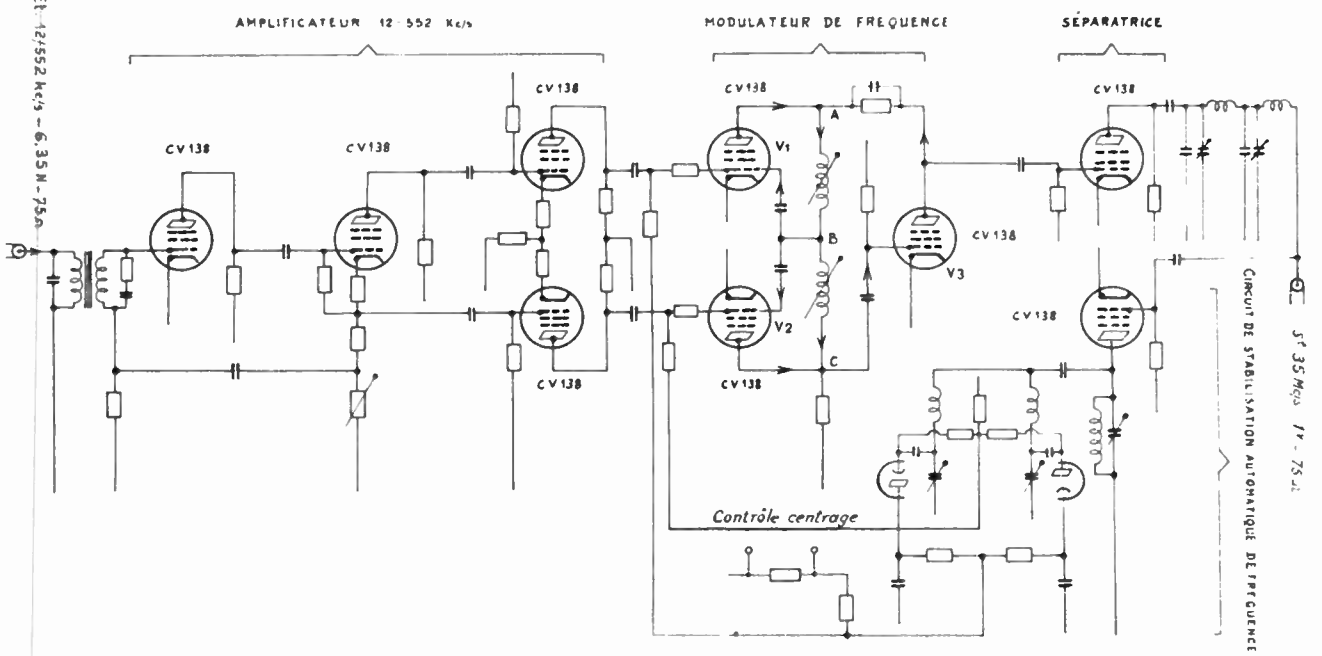


FIG. 7. — Circuits du boîtier modulateur de fréquence.

L'amplificateur 12-552 kHz comporte un transformateur d'entrée, un étage amplificateur et un étage déphaseur qui fournit deux tensions en opposition de phase amplifiées indépendamment. L'une des tensions amplifiées est appliquée sur la grille du Tube V1 et l'autre sur la grille du tube V2. Les deux tubes, montés symétriquement, font partie du dispositif à réactance variable du modulateur.

L'oscillateur modulable en fréquence comporte comme élément de base, une ligne de retard. Cette dernière comprend deux cellules de filtre passe-bas, constituées par :

— des condensateurs de dérivation qui ne sont autres que les capacités d'entrée et de sortie des tubes V1, V2 et V3 du montage,

— deux inductances séries respectivement connectées, comme l'indique la figure entre les électrodes grille et anode des tubes pentodes V1 et V2.

Cette ligne de retard, terminée sur son impédance caractéristique, constitue le circuit de réaction du tube oscillateur V3.

Les tensions régnant en *A* et *C* sont sensiblement en opposition de phase entre elles, et en quadrature avec celle régnant en *B*. Il en résulte que les effets de réactance, au rythme de la modulation, des tubes V1 et V2, contribuent simultanément à l'effet de modulation de fréquence.

deux tensions continues de polarisation symétriques qui, appliquées aux grilles de commande des tubes V1 et V2, assurent la stabilisation de la fréquence moyenne avec un taux de compression de l'ordre de 20 dB. La dérive résiduelle de fréquence peut être mesurée à partir d'une prise de shunt.

III.2.2.2 — Le boîtier de puissance, dont l'objet est de convertir en un signal haute fréquence d'émission le signal moyenne fréquence délivré, soit par le boîtier modulateur de fréquence, soit par le boîtier moyenne fréquence, comporte :

— un amplificateur de puissance en moyenne fréquence,

— un tripleur pour signal hétérodyne,

— un convertisseur de fréquence,

— un amplificateur haute fréquence de puissance.

L'amplificateur de puissance en moyenne fréquence comprend trois étages, dont le premier comporte un limiteur de tension et le troisième est équipé d'un tube QQE 06/40.

Le tripleur équipé d'un tube QQE 06/40, fournit le signal hétérodyne à partir du signal délivré par le boîtier générateur de source émission.

Le convertisseur de fréquence utilise une tétrode double QQE 06/40 dont les deux grilles de com-

mande sont attaquées en phase par le signal moyenne fréquence délivré par l'amplificateur de puissance, et en opposition de phase par le signal hétérodyne.

La bande supérieure de modulation est conservée à la sortie du tube, avec une puissance utile de 5 watts.

L'amplificateur de sortie est équipé d'un tube QQE 06/40, à la sortie duquel le signal haute fréquence est disponible avec une puissance utile de l'ordre de 25 watts.

III.2.2.3 — L'émetteur comprend également un boîtier générateur de source émission destiné à alimenter le tripleur du boîtier de puissance et comportant un oscillateur à quartz, un étage séparateur, un étage tripleur, un doubleur et un tripleur. Un dispositif assure la transmission, par modulation de phase préaccentuée du signal hétérodyne, des signaux de la bande 12-60 kHz réservés à la télésurveillance du faisceau.

III.2.3 — *Aériens et filtres.*

Les équipements hertziens PF 120 utilisent en Grèce des aériens paraboliques de 5 mètres de diamètre dont le gain par rapport au dipôle demi-onde est de 22 dB. Ces aériens sont constitués (fig. 8) par l'assemblage de secteurs paraboliques dont les dimensions ont été déterminées de façon à faciliter le transport et le montage.

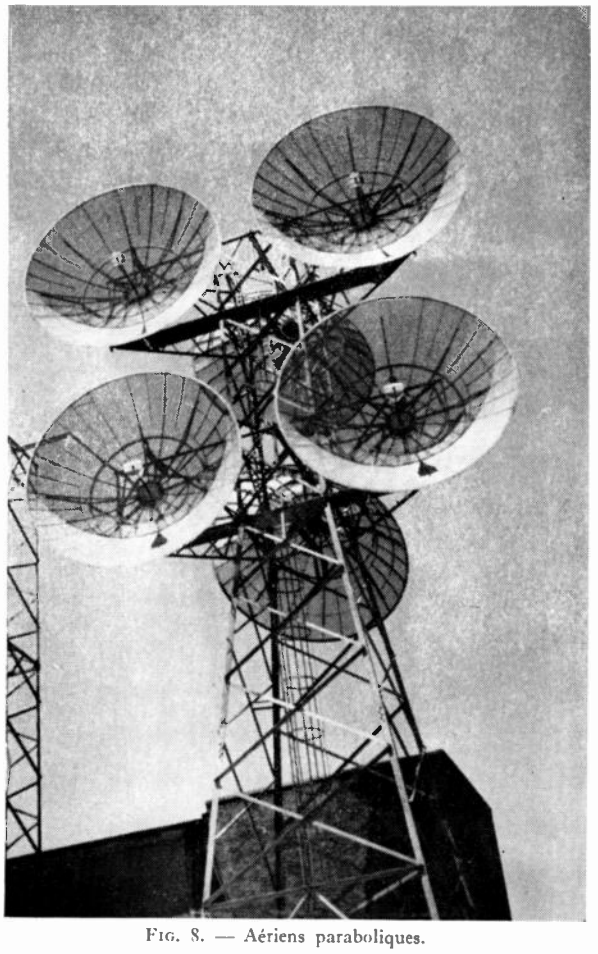


FIG. 8. — Aériens paraboliques.

Des filtres d'antenne de réception et d'émission sont intercalés entre le feeder d'antenne et le relais de commutation. Ils ont même gabarit et même constitution mécanique pour chacun des sens de transmission (voir figures 9 et 10).

Chaque filtre est constitué par trois cavités coaxiales de type classique, couplées par des lignes quart d'onde, et de facteur de surtension tel que le comportement en bande passante soit du type méplat.

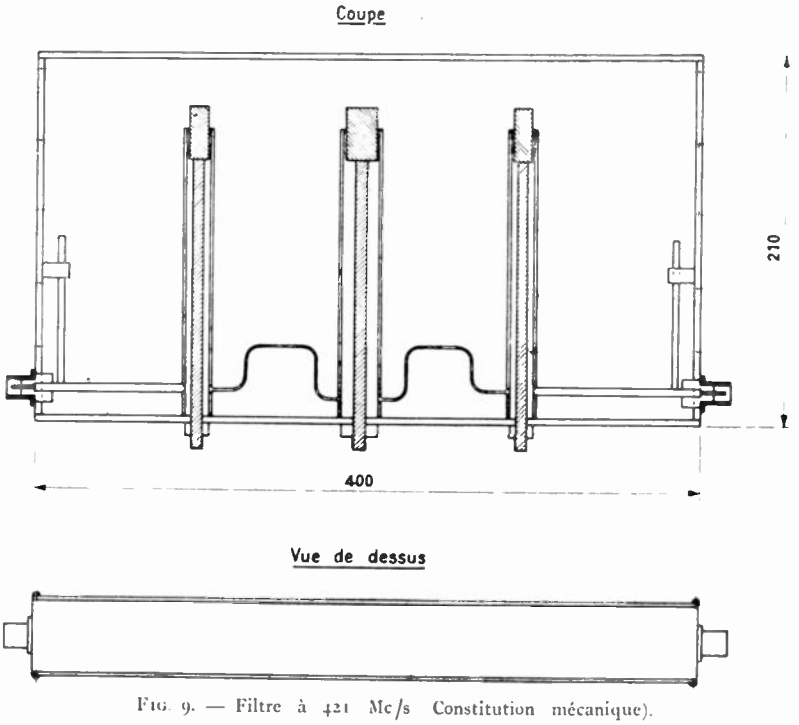


FIG. 9. — Filtre à 421 Mc/s Constitution mécanique).

Les trois cavités et les éléments de couplage sont groupés dans un même boîtier rectangulaire.

Les armatures externes de toutes les cavités sont communes et sont constituées par deux faces parallèles du boîtier. Les impédances des lignes de couplage qui ont été choisies de valeur plus élevée que 50 ohms pour simplifier la construction, sont définies également par rapport à ces plans.

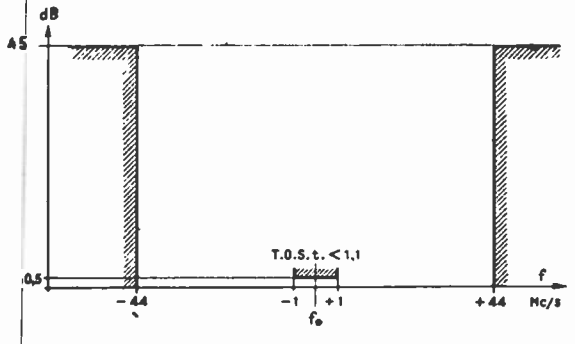


FIG. 10. — Gabarit des filtres d'aérien.

Les cavités ne contiennent aucun élément à constantes localisées, aucun condensateur à plateau, ni aucun diélectrique industriel, de façon à obtenir un affaiblissement à la base en bande passante aussi réduit que possible.

IV — Installation d'énergie.

L'alimentation en énergie de chaque station est assurée par deux groupes électrogènes identiques comprenant un moteur Diésel et un alternateur monophasé 220 V 50 Hz.

L'installation comprend en outre :

— une armoire de contrôle et de distribution,

— une armoire de redresseurs et batteries,

— une armoire d'onduleur.

En fonctionnement normal, les bâtis radio sont alimentés directement par l'un ou l'autre des groupes. Le groupe assure en outre la fourniture de courant pour l'éclairage, les opérations de maintenance, l'alimentation des fers à souder, le fonctionnement de la pompe à gas-oil. L'onduleur est normalement en réserve et en chauffage permanent.

Le passage d'un groupe sur l'autre peut se faire de trois façons :

1° par commande locale depuis l'armoire de contrôle,

2° par télécommande depuis la station surveillante, dans le cas d'une station télésurveillée, en principe toutes les huit heures,

3° automatiquement après 10 heures de marche consécutives d'un même groupe et en cas de panne du groupe en fonctionnement.

Le passage d'un groupe sur l'autre s'effectue par couplage direct dans le cas d'une permutation commandée et dans le cas de permutation automatique après 10 heures de marche consécutives. Le groupe en fonctionnement continue à assurer la fourniture d'énergie tant que le couplage ne s'est pas effectué.

Dans le cas de panne d'un groupe, l'alimentation des bâtis est assurée par l'ensemble batterie-onduleur, pendant le temps nécessaire à la mise en vitesse du 2e groupe.

L'alimentation directe des bâtis par les groupes permet d'une part d'obtenir le meilleur rendement de l'installation, d'autre part de maintenir en permanence la batterie 240 V à sa charge maximum ce qui assure dans les meilleures conditions l'autonomie de marche des équipements dans le cas de panne simultanée des deux groupes.

V — Télésurveillance, voie de service et commutation automatique des équipements.

V.1 —

Outre les fréquences réservées aux communications téléphoniques (120 voies transmises dans la bande de fréquences 60-552 kHz), les équipements émetteurs-récepteurs du système PF 120 permettent la transmission des fréquences comprises entre 12 et 60 kHz.

V.1.1 — Cette bande de fréquences est utilisée pour transmettre la voie de service et les signaux émis par les dispositifs de surveillance des stations et par les dispositifs de contrôle de la qualité du faisceau.

La bande 12-60 kHz est divisée de la façon suivante :

1° Bande 12 à 16 kHz : voie téléphonique de service.

2° Bande 18 à 34 kHz : voies de télésurveillance.

Il est possible de disposer de 5 voies distinctes dans cette dernière bande de fréquences, chaque voie, destinée à une station, utilisant 3 fréquences distantes de 800 Hz à partir de 18 kHz ; un écart de 800 Hz sépare également les différentes voies.

3° La bande 48 à 52 kHz est utilisée pour la détection de bruit indiquant la coupure du faisceau ; une alarme particulière est transmise lorsqu'une tension de bruit apparaît dans cette bande.

V.1.2 — Les fréquences de conversation utilisent la bande comprise entre 12,3 et 15,4 kHz, correspondant à une voie téléphonique normale 300-3 400 Hz modulant un porteur à 12 kHz ; seule la bande supérieure de modulation est conservée. Ces signaux sont transmis au niveau — 1,4 néper en un point de niveau relatif 0.

L'appel d'une station télésurveillée se fait depuis la station principale par l'intermédiaire du dispositif de test de station surveillante. A chaque station télésurveillée est affectée une fréquence comprise dans la bande 18 à 34 kHz.

L'appel général est la somme des appels particuliers à chaque station.

Une station télésurveillée appelle la station principale surveillante en envoyant un signal pur de 12 kHz au niveau — 1,4 néper en un point de niveau relatif 0. Ce signal devra avoir une durée supérieure à 800 millisecondes.

V.1.3 — Les signaux de télésignalisation utilisés entre la station principale surveillante et la station télésurveillée, sont composés d'une ou plusieurs des trois fréquences F_0, F_1 et F_2 affectées à la station à surveiller et sont transmis à un niveau nominal de — 2,1 népers en un point de niveau relatif 0.

Ces fréquences sont obtenues par modulation de signaux primaires $f_0 = 12$ kHz ; $f_1 = 11{,}2$ kHz ; $f_2 = 10{,}4$ kHz par un porteur $F = F_0 + 12$ kHz ; seule la bande inférieure de modulation étant conservée. Le porteur F caractérise la station à surveiller.

Un code de signaux permet à la station principale surveillante de connaître l'état de la station télésurveillée, de l'interroger pour connaître la nature du défaut et d'envoyer trois télécommandes.

Dans le réseau installé en Grèce les télésignalisations et les télécommandes permettent d'effectuer les opérations suivantes :

a) La station télésurveillée peut émettre vers la station surveillante :

— soit une alarme spéciale (fréquence cadencée pour faisceau coupé),

— soit une alarme normale pouvant être provoquée par :

l'ouverture de la porte de la station télésurveillée,

le passage du groupe électrogène en service sur le 2e groupe, en dehors des passages périodiques normaux,

le passage de l'équipement en service sur le 2e équipement pour le sens OE,

le passage de l'équipement en service sur le 2e équipement pour le sens EO,

le manque pilote de l'onduleur,

un niveau critique de combustible dans le réservoir d'alimentation des groupes.

b) Un système de test permet à la station surveillante d'interroger la station télésurveillée pour déterminer la cause de l'alarme.

Il permet également de contrôler dans chaque station télésurveillée, en dehors de toute alarme :

— la puissance d'émission sur le sens EO,

— la puissance d'émission sur le sens OE,

— le niveau de combustible dans le réservoir d'alimentation des groupes électrogènes.

c) La station surveillante peut en outre effectuer les télécommandes suivantes :

— passage de l'équipement en service sur l'équipement de secours pour le sens OE,

— passage de l'équipement en service sur l'équipement de secours pour le sens EO,

— passage d'un groupe sur l'autre.

V.2 —

La commutation automatique des équipements de transmission est provoquée :

— soit par le manque de puissance d'émission,

— soit par le manque de réception d'une onde pilote particulière à chaque récepteur et de fréquence choisie dans la bande 30 – 44,4 kHz.

En ce qui concerne les équipements d'énergie installés en Grèce, les deux groupes électrogènes sont automatiquement commutables, un onduleur assurant l'alimentation en énergie durant la commutation.

Toutes les commutations sont suffisamment rapides pour ne pas affecter la transmission de signaux télégraphiques.

VI — Caractéristiques électriques générales du système PF 120.

VI.1 — Caractéristiques générales.

Fréquence de fonctionnement	406-470 MHz.
Valeur moyenne de la fréquence intermédiaire	35 MHz.
Type de modulation	Modulation de fréquence.
Déviation de fréquence crête correspondant à la puissance maximum utilisable	± 2,5 MHz.
Bandes de modulation	60-552 kHz pour 120 voies téléphoniques. 12-60 kHz pour la voie de service et les signaux de télécommande et télésurveillance.
Excursion nominale crête par voie téléphonique	Ajustable entre 100 kHz et 270 kHz pour les voies supérieures, les voies inférieures pouvant être affectées d'une préaccentuation de — 0,5 néper.
Ecart minimum de fréquences pour :	
a) un émetteur et un récepteur dos à dos	8 MHz.
b) un émetteur et un récepteur de même sens	12 MHz.
c) deux émetteurs ou deux récepteurs de même sens	8 MHz.

VI.2 — Aériens.

Gain de l'aérien par rapport au dipôle demi-onde	22 dB.
Affaiblissement des lobes parasites	supérieur à 25 dB.
Découplage entre deux aériens côte à côte	60 dB.
Découplage entre deux aériens dos à dos	70 dB.
Taux d'ondes stationnaires	inférieur à 1,1 dans la bande ± 2 MHz.

VI.3 — Emetteur.

Puissance émise	environ 25 watts.
Etalonnage de la fréquence du porteur émis	meilleure que $\pm 10^{-4}$.
Stabilité de la fréquence du porteur émis	meilleure que $\pm 5.10^{-4}$ pour des variations de ± 5 % de la tension du secteur et pour une température ambiante comprise entre 15 et 25 °C.
Impédance de sortie	50 ohms dissymétriques.
Niveau relatif d'entrée de l'équipement pour chaque voie téléphonique	— 52 dBm (CCIR, octobre 1954) dans la bande 60-552 kHz.
Impédance d'entrée pour la bande 60-552 kHz	75 ohms dissymétriques.
Niveau des émissions non essentielles	50 dB au moins au-dessous du porteur émis.
Largeur de bande de l'émetteur	de l'ordre de 5 MHz à 3 dB.
Fréquence de base de l'oscillateur pilote	54e sous harmonique du signal hétérodyne.

VI.4 — Récepteur.

Facteur de bruit	inférieur à 10 dB.
Impédance d'entrée	50 ohms dissymétriques.
Taux d'ondes stationnaires à l'entrée	inférieur à 1,2 dans une bande de ± 1 MHz.
Stabilité de fréquence du signal hétérodyne	$\pm 10^{-4}$.
Affaiblissement sur fréquence image	supérieur à 60 dB.
Sensibilité à 20 dB définie comme étant la tension du signal HF d'entrée pour laquelle le niveau de bruit dans une voie est 20 dB plus bas qu'en l'absence de ce signal	10 µV.
Efficacité du limiteur pour toute fréquence de la bande de 12-552 kHz	30 dB pour un niveau du signal reçu supérieur à 30 µV.
Bande passante du récepteur	5 MHz à 3 dB.
Niveau relatif de sortie de l'équipement pour chaque voie téléphonique	— 15 dBm (CCIR octobre 1954) dans la bande 60-552 kHz.
Impédance de sortie pour la bande 60-552 kHz	75 ohms dissymétriques.
Fréquence de base de l'oscillateur pilote	9e sous harmonique du signal hétérodyne.

VII — Performances générales.

Les figures 11, 12 et 13 donnent les résultats de mesure obtenus dans une liaison bilatérale établie entre deux stations terminales par l'intermédiaire

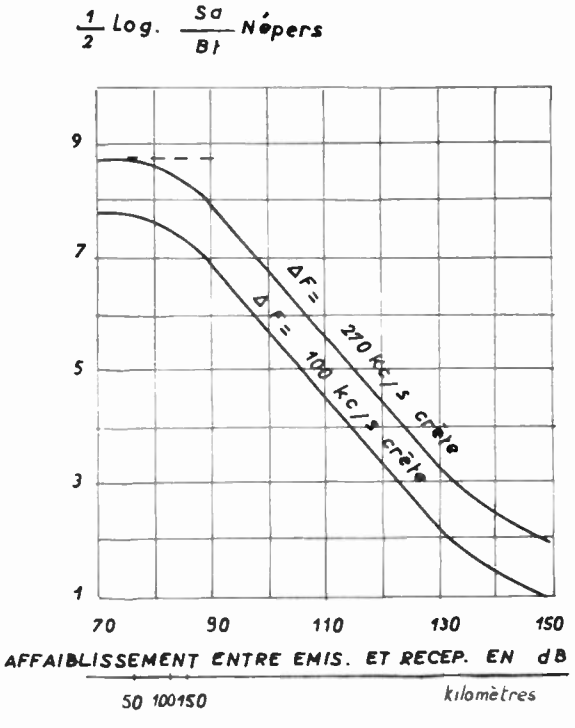


Fig. 11. — Bruits thermiques dans la voie 596 – 600 kc/s.

des feeders normaux et de lignes artificielles figurant l'affaiblissement de propagation ; des désadaptations analogues à celles dues aux aériens sont introduites aux extrémités correspondantes des feeders en vue des mesures de non-linéarité.

VII.1 — Bruit thermique.

La figure 11 indique, en fonction de l'affaiblissement introduit entre un émetteur et un récepteur ou, sur une échelle en regard, en fonction de la portée en kilomètres à laquelle correspond cet affaiblissement dans l'espace libre, compte tenu d'un gain d'aérien de 2 × 22 dB, le niveau absolu de puissance psophométrique de bruits thermiques en un point de niveau relatif zéro et pour la voie téléphonique supérieure.

VII.2 — Bruit d'intermodulation.

La figure 12 indique les résultats de mesure en fonction de l'excursion de fréquence crête ΔF_0 correspondant à un signal sinusoïdal de niveau relatif zéro pour la voie supérieure.

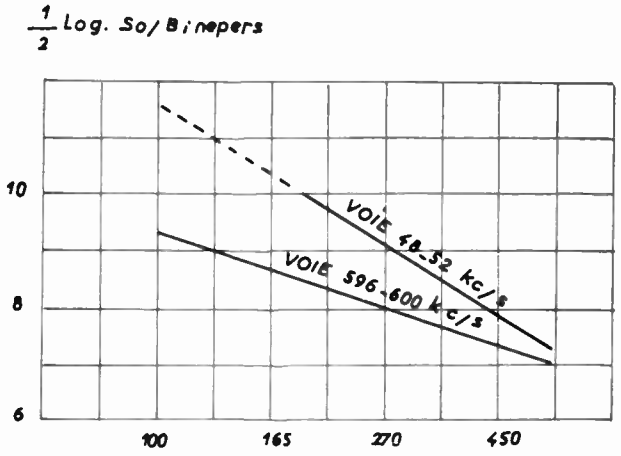


Fig. 12. — Niveau des bruits d'intermodulation.

La méthode de mesure est celle dite « à bruit blanc ».

Un signal de bruit blanc dont le spectre couvre uniformément la bande de fréquences 60-552 kHz est émis au niveau + 0,7 néper, en un point de niveau relatif zéro.

Les niveaux de bruit d'intermodulation sont mesurés à la réception dans les voies 48-52 kHz et 596-600 kHz.

VII.3 — Niveau de puissance utilisable.

La figure 13 indique l'affaiblissement de distorsion harmonique pour un signal de modulation de 300 kHz pour l'harmonique 2 et 200 kHz pour l'harmonique 3, en fonction de l'excursion crête de fréquence.

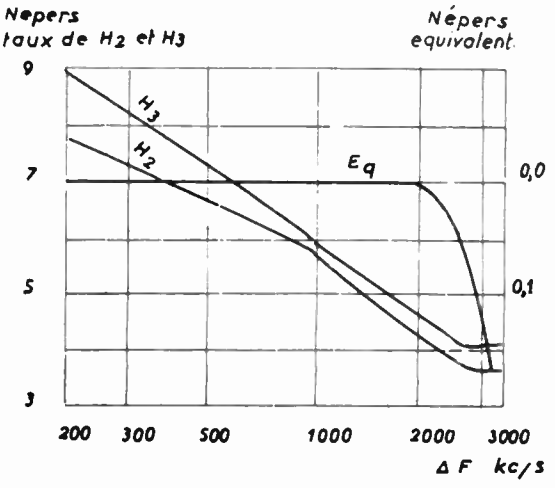


Fig. 13. — Affaiblissement de distorsion harmonique et distorsion de l'équivalent.

Cette figure indique que le niveau maximum utilisable au point de saturation correspond à une excursion de fréquence supérieure à 2,5 MHz crête. Ce niveau est défini comme celui pour lequel apparaît une discontinuité brusque dans la courbe représentative de H_3 ; il est également défini dans certains pays comme le niveau pour lequel l'équivalent varie de 5 cN ; on a vérifié que ces deux définitions étaient cohérentes. On sait que ce niveau constitue la limite supérieure du niveau de puissance équivalente de crête.

SYSTÈME DE FAISCEAU HERTZIEN A 60-120 VOIES TÉLÉPHONIQUES

PAR

J.-D. KOENIG

Ingénieur au département Faisceaux Hertziens
de la Société
Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques

I — Emploi.

Le matériel T.R.T. type E.R.T. (4060-4120) transmet les 60 ou 120 voies d'un équipement multiplex téléphonique à division de fréquence et une voie de service. Il fonctionne dans la bande 3 800-4 200 MHz, avec des triodes comme tubes hyperfréquences.

Les performances du système permettent d'établir des liaisons sur de grandes distances tout en opérant en cours de route les démodulations nécessaires à l'introduction ou l'extraction d'une partie des voies. Par contre les stations intermédiaires où l'on ne démodule pas le signal multiplex conservent la possibilité de correspondre par la voie de service avec l'ensemble de la liaison.

Avec un seul aérien, commun à l'émission et à la réception, il est possible d'établir trois liaisons bilatérales ayant chacune une capacité de 120 voies. Des réflecteurs passifs peuvent être utilisés dans le cas où la hauteur des tours conduirait à des longueurs de guide prohibitives.

Le secours est assuré en doublant chaque baie en service d'une baie de réserve fonctionnant sur la même fréquence. Des commutateurs sur guide d'onde à action rapide assurent, en cas de panne, sa substitution à l'équipement principal.

Le matériel d'une station non surveillée peut-être commandé et contrôlé à distance depuis une station directrice ; on utilise pour cela soit la voie de service soit une liaison indépendante.

Les spécifications du système sont conformes aux dernières recommandations du C.C.I.R.

II — Description mécanique.

Un ensemble émetteur-récepteur (voir figure 1) complet avec ses alimentations se présente sous forme d'un bâti dont les dimensions sont les suivantes :

- hauteur : 2,10 m
- largeur : 0,80 m
- profondeur : 0,50 m

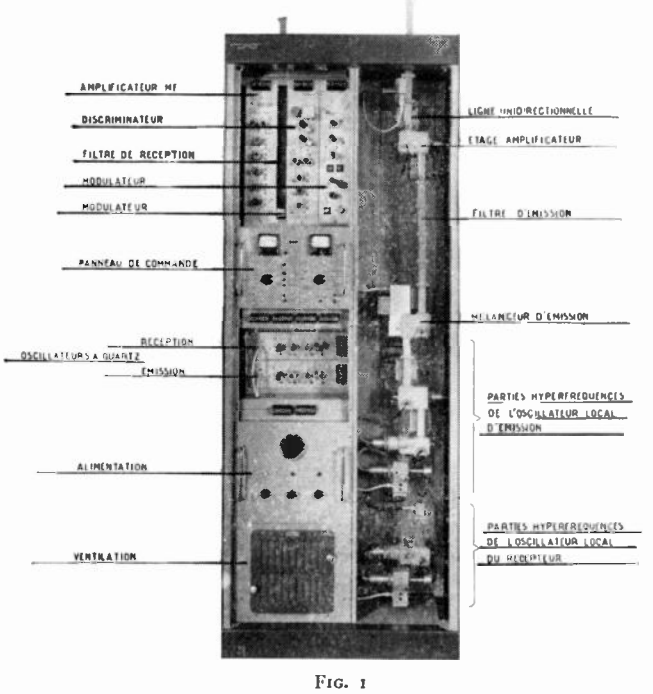


FIG. 1

L'accessibilité totale et directe de tous les éléments par la face avant permet d'adosser la baie à un mur. Des panneaux amovibles découvrent, à gauche les différents châssis et dans la partie droite, l'ensemble des éléments hyperfréquences.

Dans la partie gauche on trouve en outre de bas en haut :

— un caisson de ventilation dont la face avant porte le filtre à air d'aspiration ;

— l'alimentation générale ;

— le panneau de commande sur lequel sont centralisés les contacteurs de mise en service et ceux permettant les mesures essentielles en exploitation.

III - Caractéristiques techniques.

III.1. — Plan de fréquence.

La bande de fréquence utilisée s'étend de 3 800 à 4 200 MHz. Les fréquences de travail sont celles indiquées dans l'avis 194 du CCIR (Varsovie) pour les systèmes à grande capacité.

Pour permettre l'emploi de réflecteurs passifs dans les stations intermédiaires, sans risque de diaphonie, on utilise les fréquences de rang impair pour le trajet aller, et celles de rang pair pour le trajet retour. Ceci conduit aux conditions suivantes :

— nombre de voies sur un aérien : 3 voies aller, 3 voies retour ;

— écart entre la fréquence d'émission et la fréquence de réception d'une voie dans une station intermédiaire : 213 MHz ;

— écart de fréquence entre deux voies de même sens : 58 Mhz ;

— écart entre émission voie aller et émission voie retour dans une station intermédiaire : 29 MHz.

III.2. — Aériens.

Les aériens utilisés sont des réflecteurs paraboliques circulaires excités en polarisation croisée pour l'émission et la réception.

Deux types de paraboles sont utilisées suivant la distance à couvrir :

— liaison courte :
- — diamètre : 2 m
- — gain : 36 dB
- — largeur du faisceau à 3 dB : 2° 6

— liaison longue :
- — diamètre : 3,25 m
- — gain : 39 dB
- — largeur du faisceau à 3 dB: 1° 8

— liaison en guides d'ondes aux aériens : deux guides d'ondes rectangulaires au standard C.N.E.T. n° 7.

— groupement de plusieurs baies sur le même guide d'ondes : par filtres d'aiguillage.

III.3. — Bati émission-réception.

Une baie contient normalement un émetteur et un récepteur indépendants. Dans une station intermédiaire sans démodulation, le châssis modulateur disparaît et la liaison entre récepteur et émetteur se fait en moyenne fréquence.

III.3.1. — *Caractéristiques externes.*

— bande de base transmise : 60 voies = 60-300 kHz ; 120 voies = 60-552 kHz.

— impédance d'entrée et de sortie : 75 ohms dissymétrique

— niveau d'entrée : – 20 dB

— niveau de sortie : – 15 dB

— voie de service (300 - 4000 Hz) : 600 ohms ; niveau 0 dB

— alimentation : 220 V 50 Hz (± 2 %) 350 VA.

III.3.2. — *Emetteur.*

— type de modulation : modulation de fréquence par tubes à réactance

— déviation de fréquence : 100 kHz efficaces pour la tonalité d'essai

— valeur de la moyenne fréquence : 70 MHz

— niveaux d'interconnexion en M.F. : sortie 0,5 V_{eff}, entrée 0,3 V_{eff}, 75 ohms.

— puissance émise : système 60 voies : 0,5 W, système 120 voies : 2 W.

— stabilité de fréquence : ± 0,03 % pour une température des locaux de 0 à 45°.

— émissions parasites de l'émetteur : 70 dB au-dessous de la puissance émise.

— transmission de la voie de service : par modulation de phase de l'oscillateur à quartz.

III.3.3. — *Récepteur.*

— bande passante : 5 MHz à 0,1 dB

— facteur de bruit : < 11 dB

— affaiblissement image : > 70 dB

— stabilité du niveau de sortie : 0,2 dB pour une variation de 20 dB du signal H.F. reçu.

III.4. — Qualité de la liaison.

Le matériel a été étudié pour satisfaire aux exigences du C.C.I.R. sur le circuit fictif de référence de 2 500 km.

III.4.1. — *Bruit thermique.*

Si l'on admet, entre émetteur et récepteur, une atténuation totale, sans évanouissement, de 70 dB, ce qui correspond à une valeur normale pour des bonds de 60 km, la valeur pondérée du bruit thermique que l'on trouvera après 50 tronçons dans la voie la plus défavorisée sera inférieure à – 61 dBm (800 pW), ce qui signifie que la moitié des tronçons pourrait être affectée de fading en répartition de Rayleigh.

III.4.2. — *Bruit d'intermodulation.*

La qualité d'un ensemble modulateur-démodulateur est telle que la puissance pondérée du bruit introduit par un couple de modulation-démodulation dans une voie non chargée est de – 69 dBm (130 pW) lorsque les autres voies sont chargées par du bruit blanc.

— Le bruit d'intermodulation, apporté par une station intermédiaire complète est de 50 pw (–73 dBm)

III.4.3. — *Autres caractéristiques* (entre deux stations successives avec démodulation.)

— bande passante pour le signal multiplex : ± 0,2 dB de 60 à 552 kHz

— stabilité de l'équivalent : ± 0,2 dB à court terme ; ± 0,5 dB à long terme.

— bande passante pour la voie de service: 300 – 4 000Hz (± 1,5 dB)

IV — Description électrique.

La figure 2 montre le schéma synoptique d'une armoire terminale émetteur-récepteur.

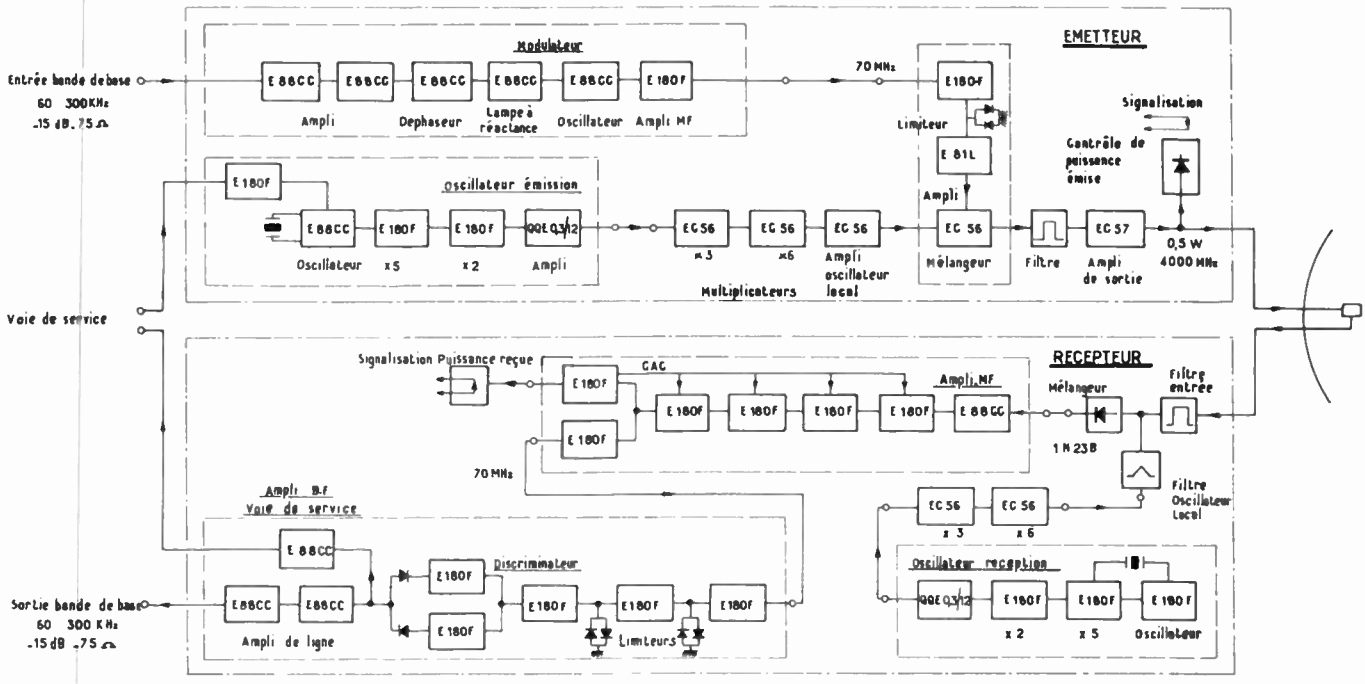


Fig. 2

IV.1 — Partie émission.

Le signal multiplex dans la bande de base attaque un modulateur à lampe à réactance qui transforme l'information fournie en un signal à 70 mHz modulé en fréquence. Ce modulateur comprend trois parties :

— un amplificateur à contre réaction délivrant deux sorties symétriques (3 tubes E 88 CC),

— un modulateur symétrique comprenant un oscillateur et deux lampes à réactance (2 tubes E 88 CC),

— un amplificateur moyenne fréquence de sortie.

Le signal hyperfréquence émis est obtenu par mélange avec un signal de la bande 4 000 MHz servant d'oscillateur local. Le tube mélangeur utilisé est une triode EC 56 travaillant grille à la masse. Un amplificateur-limiteur à deux étages (E 180 F et E 81 L) lui transmet le signal à moyenne fréquence. La sortie anode du tube EC 56 est suivie d'un filtre qui ne laisse passer que le battement choisi. La puissance de sortie du mélangeur est 50 mW.

L'amplificateur de sortie comporte un ou deux étages EC 57 suivant qu'il s'agit d'un matériel 60 ou 120 voies et, dans ces conditions, la puissance de sortie de la baie, après l'isolateur à ferrite est supérieure à 0,5 W ou 2 W respectivement.

Le signal hétérodyne d'émission est obtenu par multiplication de la fréquence d'oscillation d'un quartz dont la fondamentale est voisine de 7 MHz. Cinq multiplications successives sont nécessaires. Les trois premières sont effectuées dans le châssis même de l'oscillateur ($3 \times 5 \times 2$). Les deux dernières (3×6) se font au moyen de triodes EC 56 travaillant grille à la masse.

Le signal à fréquence vocale de la voie de service module directement en phase l'oscillateur à quartz d'émission. Il est ainsi possible, dans toute station intermédiaire, d'introduire la voie de service.

IV.2. — Partie réception.

Le signal hyperfréquence à amplifier et l'hétérodyne de réception attaquent, chacun à travers un filtre un mélangeur à cristal (1 N 23 C). Un transformateur d'impédance permet de transmettre sur câble le signal M.F. résultant.

L'amplificateur moyenne fréquence dont le premier étage est un cascode (E 88 CC) emploie des tubes à grand facteur de mérite E 180 F (5 étages). Deux sorties à 75 ohms au niveau de 0,5 V efficaces sont disponibles.

Un dispositif de commande automatique de gain est inclus dans l'amplificateur (1-E 180 F). Le même amplificateur M.F. est utilisé pour 60 ou 120 voies. La largeur de bande du récepteur complet est 5 MHz à 0,1 dB.

Le signal à 70 MHz amplifié est transmis ensuite au châssis limiteur-discriminateur. Deux étages limiteurs employant des cristaux à caractéristique parabolique suppriment la modulation d'amplitude parasite. Le discriminateur proprement dit est attaqué par deux tubes montés en parallèle. Un amplificateur de ligne à contre réaction constitué par deux doubles triodes E 88 CC restitue sur 75 ohms le signal multiplex. Un réglage de gain permet d'ajuster le niveau de sortie dans les limites de ± 2,5 dB.

Le signal de la voie de service, séparé de la bande de base par un filtre, est amplifié par une double triode (E 88 CC) et sort sur ligne 600 ohms.

IV.3. — Station intermédiaire sans démodulation.

Les bâtis employés ne diffèrent des bâtis terminaux que par l'absence du modulateur et le remplacement du discriminateur normal par un discriminateur simplifié ne délivrant que la voie de service La sortie de l'amplificateur M.F. est reliée directement à l'entrée du mélangeur de l'émetteur.

IV.4. — Commutation normal-secours.

Une défaillance de l'émetteur ou du récepteur d'un bâti entraîne son remplacement par une autre baie qui est en attente.

Automatiquement la pleine haute tension est appliquée aux tubes et des commutateurs sur guide opèrent la substitution. Dans une station terminale, le signal multiplex est commuté en même temps.

V — Conclusion.

Cet équipement a été dérivé du Faisceau Hertzien T.R.T. à grande capacité du type F.H.T. Il jouit donc des mêmes caractéristiques essentielles, à savoir la stabilisation des fréquences par quartz et l'utilisation de triodes à longue durée de vie et faible tension d'alimentation (180 V). Il a été étudié, avec pour but la transmission, à l'aide d'un matériel simple et sur de très grandes distances, non seulement de voies téléphoniques, mais aussi de signaux de télé commandes ou de télé-contrôle associés aux lignes de transports d'énergie, aux lignes de chemins de fer ou encore aux conduites de gaz ou de pétrole.

LIAISON DE SURVEILLANCE DESTINÉE A L'EXPLOITATION DES FAISCEAUX HERTZIENS A GRANDE CAPACITÉ

PAR

M. BLAISE et P. OGER

Ingénieurs à la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

I. Introduction.

Le développement des faisceaux hertziens au cours de ces dernières années a conduit à la réalisation de réseaux de plus en plus étendus, comportant des canaux en nombre et en capacité sans cesse croissants.

Le coût et l'importance de ces installations sont tels qu'on cherche à obtenir le rendement maximum, grâce d'une part à une sécurité accrue des équipements et, d'autre part, à un contrôle poussé des stations surveillées. En outre, il est bon de prévoir la possibilité de commander à distance les équipements pour les utiliser au mieux des nécessités du trafic.

Pour atteindre ce but, il est souhaitable d'établir une liaison indépendante, parallèle au faisceau principal, chargée des liaisons téléphoniques de service et des éléments de contrôle et de commande du réseau.

La qualité essentielle d'une telle liaison réside dans une grande sécurité de fonctionnement qui doit être supérieure à celle des liaisons de trafic du double point de vue de la tenue dans le temps du matériel et des marges de sécurité prises vis-à-vis du fading. Un choix judicieux de ses caractéristiques, de la gamme de fréquence notamment, permet d'obtenir ce résultat sans avoir recours à un matériel compliqué et cher, qui grèverait exagérément le coût d'une installation dont elle a pour but d'améliorer le rendement.

L'alimentation en énergie d'une telle liaison doit être très sûre ; en général, il est prévu dans les stations une alimentation de secours avec groupe de continuité évitant toute interruption. Dans ces conditions, les bâtis de surveillance peuvent donc être alimentés en parallèle avec les bâtis de trafic.

Toutefois, la consommation des bâtis de surveillance doit être suffisamment réduite pour permettre une alimentation sur batterie tampon, si nécessaire.

II. Description du matériel VS.612.

II.1. — Généralités.

L'équipement VS. 612 réalisé par la Compagnie Générale de TSF, comprend essentiellement un ensemble émetteur-récepteur dans la bande des 400-470 Mc/s et une alimentation à partir du secteur alternatif. Deux versions sont prévues :

L'une pour station terminale, et l'autre pour station relais.

II.2. — Présentation du matériel.

L'ensemble du matériel, nécessaire pour une station terminale ou une station relais complète (deux sens), est installé dans un bâti dérivé du type P.T.T. X 51 L (hauteur 2,64 m). Le matériel radioélectrique est réparti sur des platines verticales de 20 cm de hauteur. Toutefois, les alimentations sont réalisées sous forme de caissons reposant sur la partie basse du bâti et les boîtiers d'aiguillage d'antenne sont fixés à l'arrière de la partie supérieure du bâti.

Chaque montant du bâti est équipé de fichiers qui trouvent leur correspondant sur les côtés des platines, permettant les liaisons entre platines et bâtis par des cavaliers doubles ou triples munis de prises de test pour toutes les connexions.

Toutes les liaisons H.F. entre platines ou platines et aiguillages sont effectuées par ces mêmes fichiers qui comportent également des douilles coaxiales où viennent s'engager des cavaliers coaxiaux.

Tous les départs de câbles ou feeders s'effectuent à la partie supérieure du bâti.

Des capots recouvrent tous les caissons et platines sauf la platine de commande et certaines signalisations.

WRH

II.3. — Caractéristiques techniques.

Gammes de fréquence : 406-414 et 455-465 Mc/s ; ou 406-414 et 443-447 Mc/s ;

Puissance d'émission : 1 W ;

Stabilité en fréquence d'un émetteur terminal : $1{,}5.10^{-5}$;

— Type de modulation : modulation de phase corrigée assurant une transmission à indice constant jusqu'à 1,5 kc/s et à déviation de fréquence constante au-delà ;

Déviation de fréquence maximum : ± 40 kc/s ;

Aériens : deux modèles sont prévus, couvrant chacun la gamme 406-470 Mc/s :

— aérien monohélice : gain 11 dB par rapport au dipôle ;

— aérien quadrihélice : gain 16 dB par rapport au dipôle ;

Emissions parasites : niveau inférieur à — 40 dB par rapport à la fréquence nominale ;

Largeur de bande du récepteur : 160 kc/s à 3 dB ; 800 kc/s à 40 dB ;

Facteur de bruit : 12 dB ;

Réceptions parasites : niveau inférieur à — 60 dB par rapport à la fréquence nominale ;

Stabilité d'un émetteur relais : 10^{-5} ;

Courbe amplitude/fréquence globale : 300-15 000 c/s à 1 dB près ;

Rapport signal/bruit entre stations consécutives : le plafond des équipements est voisin de 65 dB ;

Consommations :

— Station terminale : 200 W ;

— Station relais : 250 W.

II.4. — Principe général de fonctionnement.

On distingue deux types de matériel formés de platines identiques :

— L'un pour station terminale ;

— L'autre pour station relais. Ce dernier permet d'assurer, sans démodulation, la réémission des signaux reçus ainsi que la modulation et la démodulation, en dérivation, des signaux nécessaires à l'exploitation des stations locales.

A chaque station, relais ou terminale, l'émission et la réception d'une même direction sont duplexées sur un même aérien à large bande. Il est fait usage aux stations relais d'un plan à quatre fréquences, où les émetteurs et les récepteurs sont répartis chacun dans des sous-gammes distinctes.

Dans une station relais, chaque sens de transmission comporte un récepteur et un émetteur à double changement de fréquence (fig. 1).

Les transpositions de fréquences d'entrée pour les récepteurs et de sortie pour les émetteurs, utilisent chacune un pilote hétérodyne obtenu à partir d'un oscillateur à quartz unique, de fréquence identique pour tous les équipements.

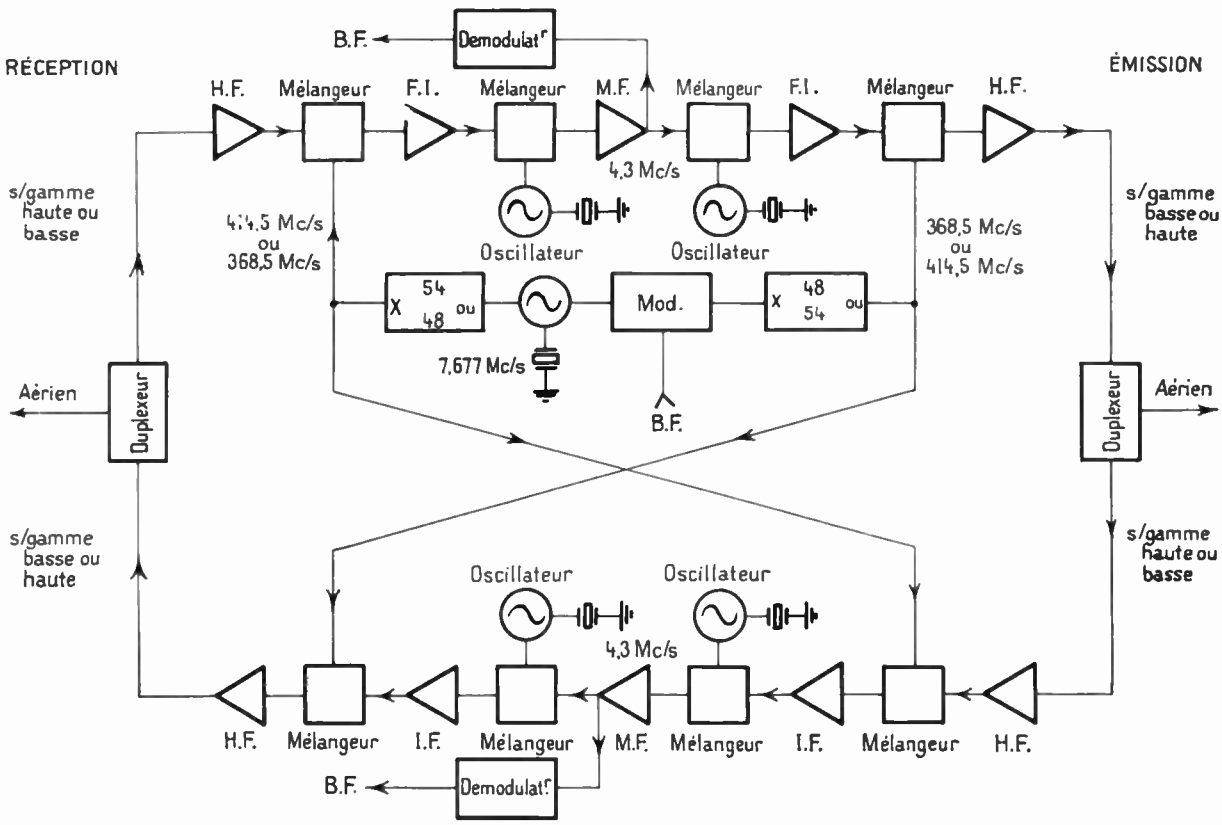


Fig. 1

Cette fréquence est multipliée avec des coefficients différents, dans deux chaînes d'amplificateurs correspondant à chacune des sous-gammes utilisées.

Une telle disposition permet d'obtenir une autocompensation de la dérive de l'oscillateur.

De plus, cette hétérodyne alimente les deux émetteurs-récepteurs d'une station relais. Ce principe procure une économie sensible de matériel.

La moyenne fréquence de base est réglée sur 4,3 Mc/s, les différentes fréquences de fonctionnement d'une même sous-gamme sont obtenues en faisant varier seulement la fréquence de travail des amplificateurs H.F. et des amplificateurs et oscillateurs à fréquence intermédiaire.

II.5. — Pilote hétérodyne.

Cette platine, de 20 cm de hauteur, assure la modulation des émetteurs et délivre les tensions hétérodynes de base, à fréquence constante, nécessaires aux émetteurs et récepteurs (fig. 2).

Un quartz oscillateur, sous thermostat, de 7,67 708 Mc/s à 10^{-5} près, sert de point de départ à deux chaînes de multiplication :

— l'une par 48, destinée aux émetteurs ou récepteurs de la sous-gamme basse ;

— l'autre par 54, destinée aux récepteurs ou émetteurs de la sous-gamme haute.

Chaque chaîne comporte six tubes (fig. 3) de

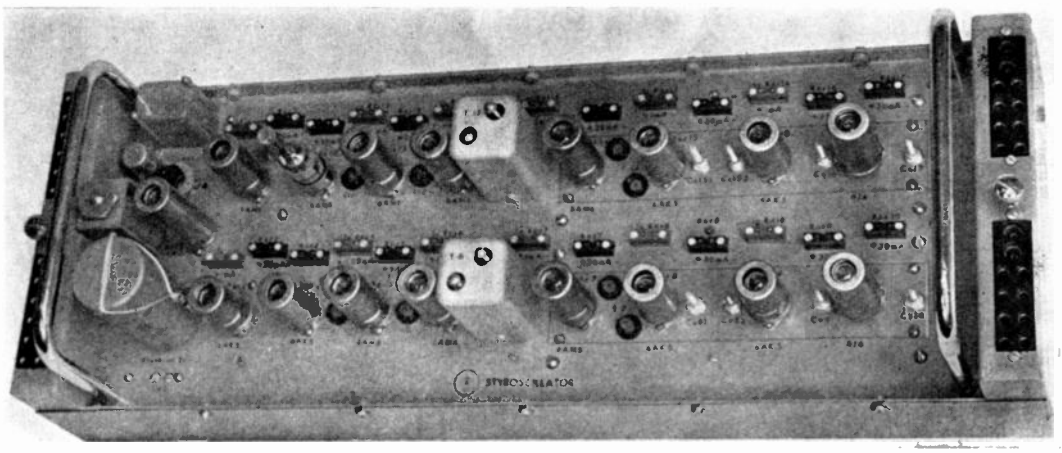


Fig. 2. — Pilote hétérodyne.

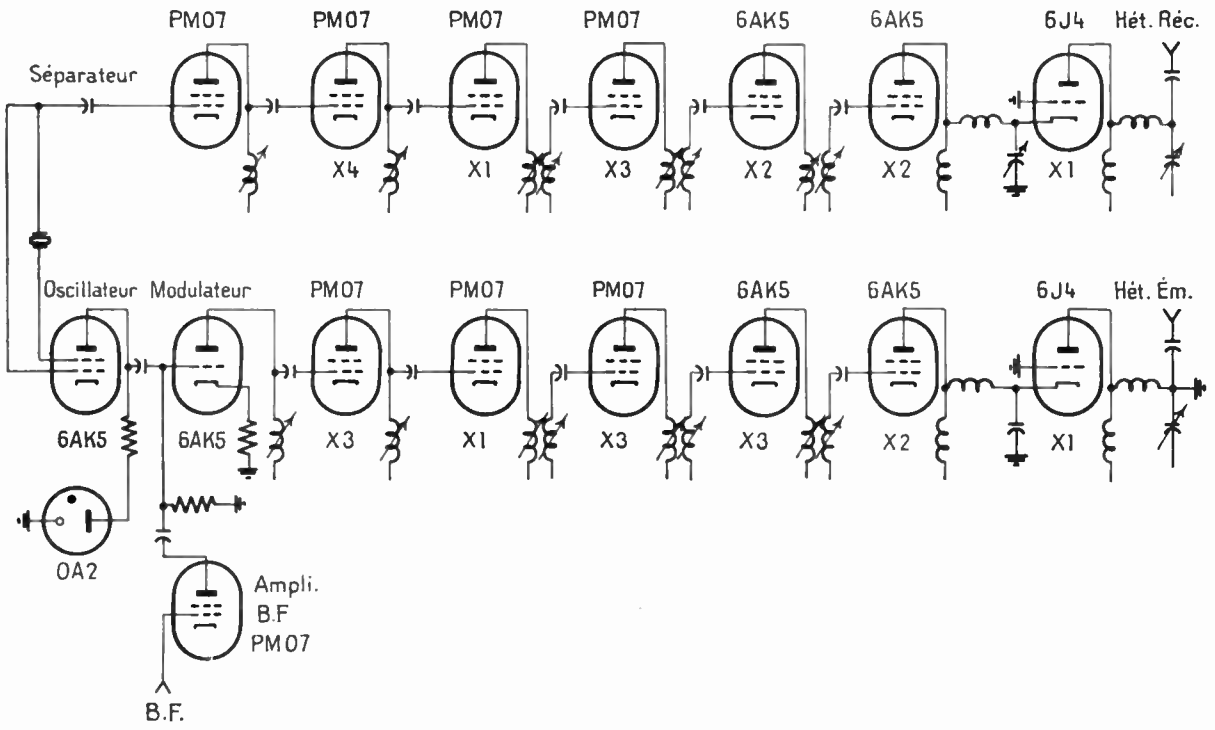


Fig. 3

multiplication très progressive, avec trois liaisons interétages effectuées par circuits couplés, pour assurer une excellente sélection des fréquences partielles. Les étages sont largement saturés, ce qui leur confère une bonne stabilité dans le temps. La puissance de sortie de chaque chaîne est de 0,2 W environ.

Les tubes sont utilisés à 80 % de leurs possibilités, ils sont d'un type éprouvé, réalisé maintenant en version « sécurité ».

La modulation des émetteurs s'effectue sur le pilote hétérodyne, elle est assurée par un modulateur de phase inséré entre l'oscillateur à quartz et la chaîne de multiplication émetteur.

La déviation de phase maximum choisie est de 0,2 rad. Cette valeur est utilisée pour le spectre de modulation compris entre 300 et 1 500 c/s auquel correspond une déviation Δf variant de 60 à 300 c/s à la sortie du modulateur et de 3 à 15 kc/s à la sortie d'un multiplicateur dont le coefficient moyen est de 50 (en fait soit 48, soit 54).

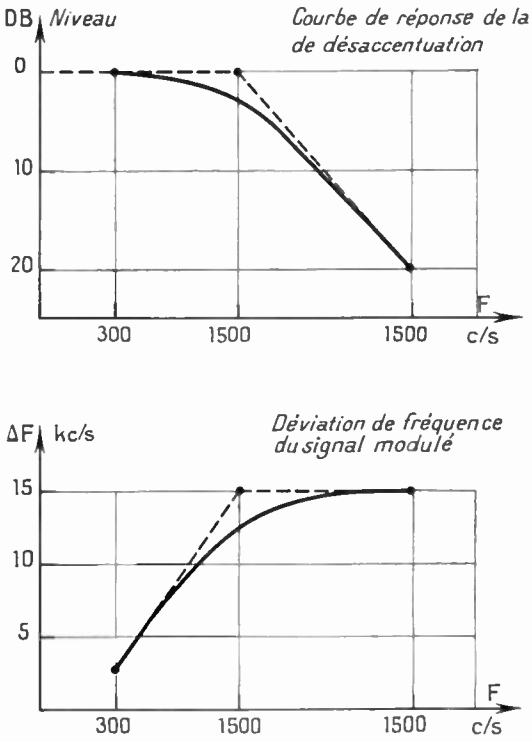


Fig. 4

La distorsion correspondante est de 1 %.

Au-delà de 1 500 c/s, une cellule de correction en $\frac{1}{f}$ (cellule de désaccentuation) (fig. 4) maintient une déviation Δf constante à partir de 1 500 c/s avec une déviation de phase variant en raison inverse de la fréquence de modulation.

En exploitation, le taux de distorsion de 1 % est aisément tenu pour un réglage non critique de la self-inductance L permettant des substitutions de tubes sans retouche des réglages.

Le niveau de bruit dû au modulateur est absolument négligeable, il est de l'ordre de 90 à 100 dB au-dessous du signal.

II.6. — Emetteur-récepteur.

Le récepteur et l'émetteur d'une station terminale ou d'une station relais, sur un même sens de transmission, sont réunis sur une même platine de 20 cm de haut (fig. 5).

L'émetteur et le récepteur sont de conception identique et ne diffèrent que sur deux étages ; nous décrirons d'abord ceux de la station relais dont est déduite la version terminale.

— Emetteur-récepteur relais :

a) *Récepteur.* En partant de l'entrée antenne réception, nous trouvons successivement (fig. 6*b*).

— Un amplificateur constitué de deux étages 6 J 4, grille à la masse, équipés de circuits simples à constantes localisées.

Les caractéristiques sont : facteur de bruit : 12 dB ; bande : 6 Mc/s environ ; gain : 20 dB ; T.O.S. à l'entrée : meilleur que 1,4.

— Un mélangeur 6 AK 5 attaqué par l'amplificateur précédent et par l'hétérodyne de base sur la

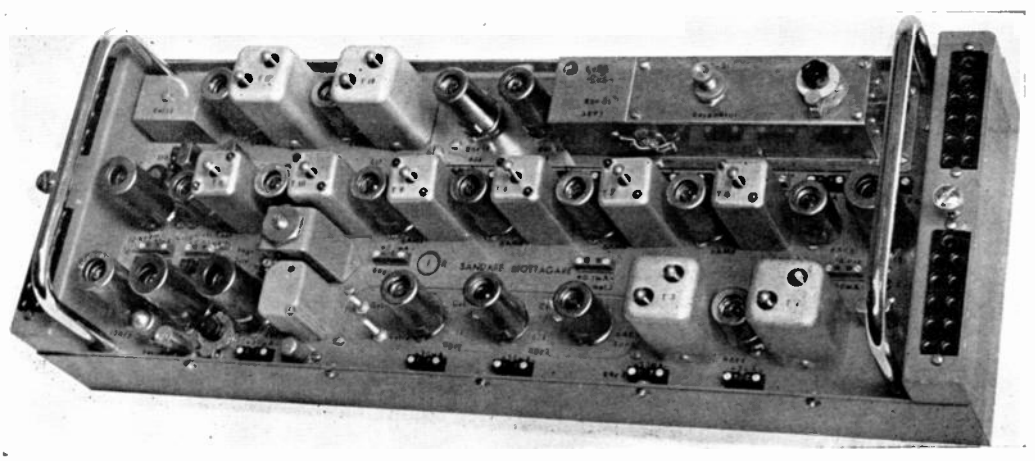


Fig. 5. — Emetteur-récepteur relais.

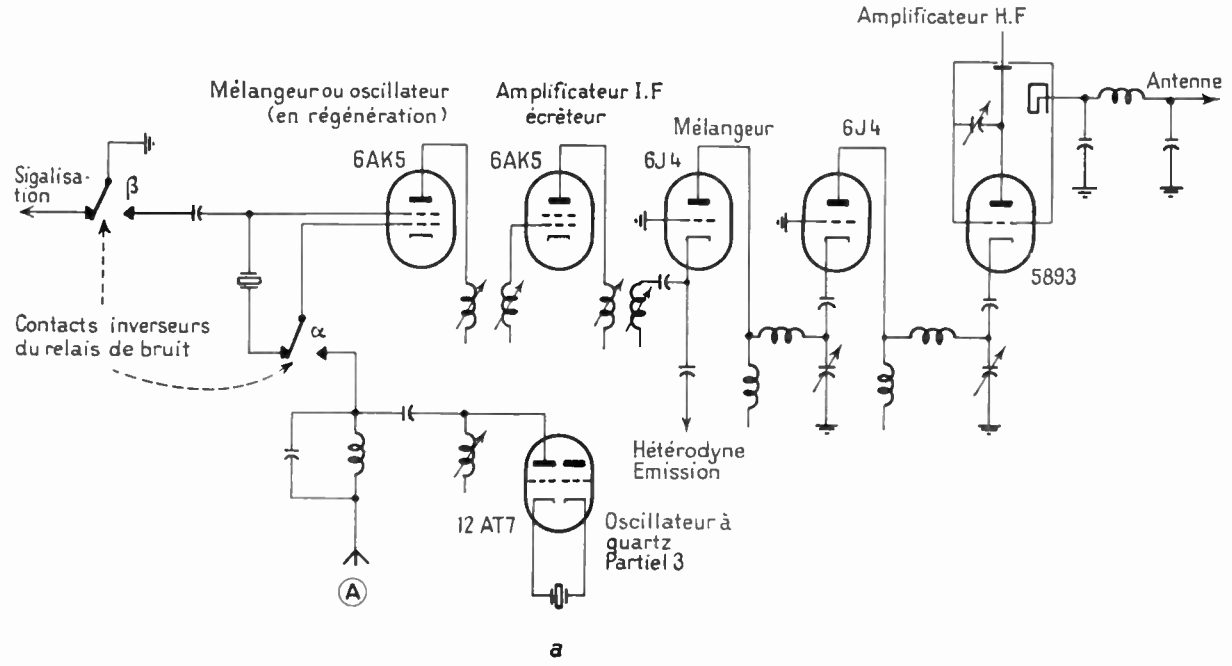


FIG. 6a

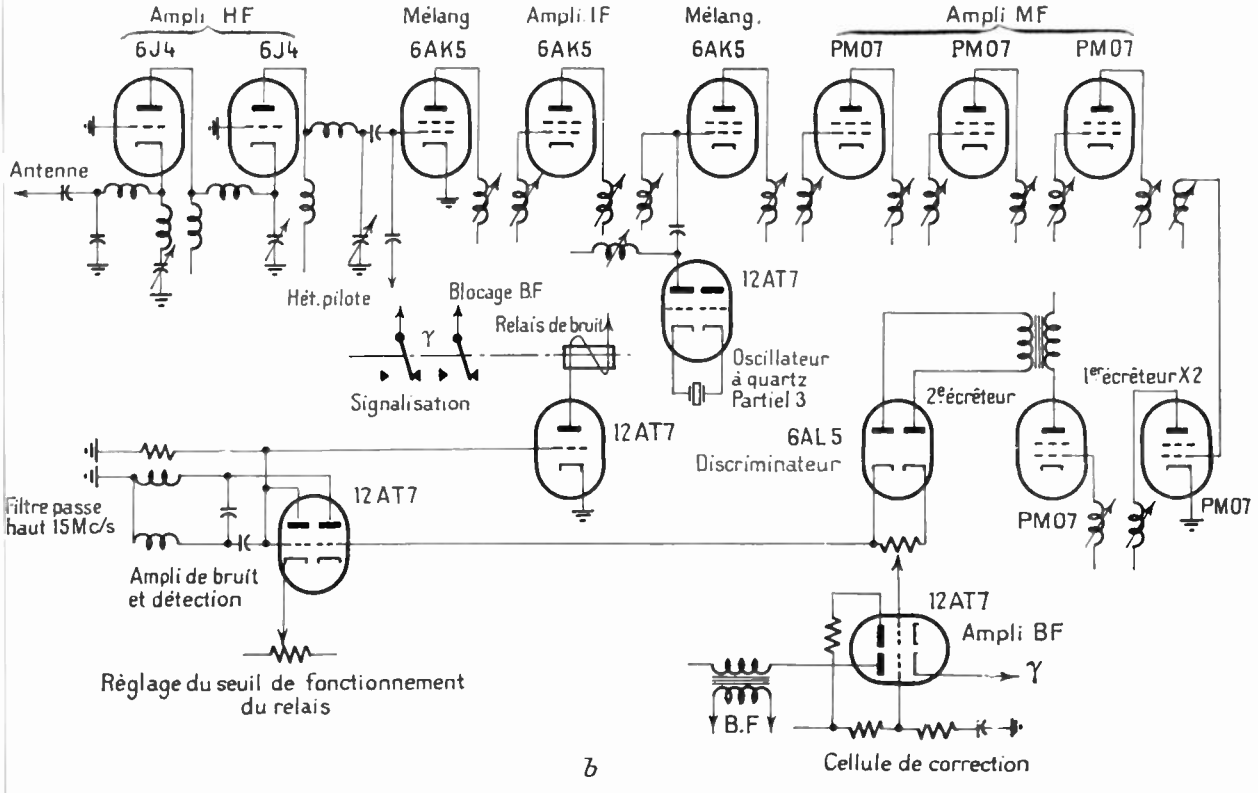


FIG. 6b

fréquence de 414, 56 Mc/s (× 54) pour les gammes U.H.F. 443-447 et 455-465 Mc/s ou sur la fréquence de 368,5 Mc/s (× 48) pour la gamme 406-414 Mc/s.

Il en résulte en sortie sur l'anode une fréquence intermédiaire (*F I*) pouvant varier de 28,44 à 50,44 Mc/s.

— Un amplificateur *F I* fonctionnant dans la gamme ci-dessus équipé d'un tube pentode classique 6 AK 5, suivi et précédé d'un transformateur à deux circuits couplés assurant une bonne sélection des transpositions parasites. Le gain est de 30 dB environ.

— Un mélangeur 6 AK 5 assurant, par battement avec un oscillateur à quartz sur partiel 3 (tube 12 AT 7), la transposition sur la moyenne fréquence constante à 4,3 Mc/s.

— Un amplificateur M.F. 4,3 Mc/s comprenant trois étages pentode PMO7 et 4 transformateurs à circuits couplés. Gain 90 dB environ, bande passante à 3 dB : 200 kc/s.

— Une chaîne d'écrêtage et démodulation branchée en dérivation sur la sortie de l'amplificateur M.F. qui attaque les premiers étages de l'émetteur.

Cette chaîne comporte essentiellement deux étages limiteurs équipés de pentode PMO7, un discriminateur du type Foster-Seeley 6 AL 5, un amplificateur B.F. constitué par les deux triodes d'une 12 AT 7 montées en cascade avec un dispositif de squelch et de régénération de porteuse.

Cet ensemble est assez classique, nous devons toutefois noter les particularités suivantes :

Le premier limiteur fonctionne également en doubleur d'où le fonctionnement du discriminateur sur 8,6 Mc/s. Cette disposition, déjà adoptée sur d'autres matériels C.S.F., présente l'avantage d'éviter toute réaction éventuelle de l'amplificateur M.F. sur le discriminateur sans précautions de blindages et découplages particuliers, ce qui simplifie la réalisation et facilite l'exploitation. Le seul inconvénient de cette disposition est d'élever le seuil d'écrêtage du premier limiteur à 2,5 V environ. Le gain total entre antenne et premier limiteur étant supérieur à 130 dB (en tension), on voit qu'on dispose d'une marge importante de gain pour assurer un bon écrêtage du récepteur au seuil de fonctionnement qui se situe à 4 μV environ.

La cellule de correction résistance-capacité, insérée entre les deux étages B.F., est destinée à rétablir une courbe amplitude-fréquence globale plate à 1 dB près dans la bande 0,3 – 10 kc/s après désaccentuation à l'émission à partir de 1,5 kc/s et préaccentuation dans l'ensemble du spectre par la modulation de phase (figure 7).

Le système de squelch et de régénération consiste essentiellement dans un filtrage suivi d'amplification et de détection des composantes de bruit reçues dans la bande B.F., située au-delà de 15 kc/s. En fonctionnement normal, aucune tension n'est décelée en sortie de ce dispositif ; si la liaison devient défectueuse, du bruit apparaît dont la tension de sortie résultante est appliquée à un tube au seuil de fonctionnement réglable. Ce tube commande un relais dont le basculement a lieu pour un rapport signal/bruit minimum fixé.

Etant donné les sécurités prévues pour assurer le bon fonctionnement de la liaison, les probabilités de pannes sont très faibles, mais ne peuvent évidemment pas être supprimées. Si le rapport signal/bruit atteint le minimum fixé dans une station quelconque, le relais agit au décollage en provoquant les opérations suivantes dans cette station :

— Interruption de la transmission des signaux reçus vers les équipements de voie de service et commutation, qui sont susceptibles d'être actionnés intempestivement par les composantes de bruit ;

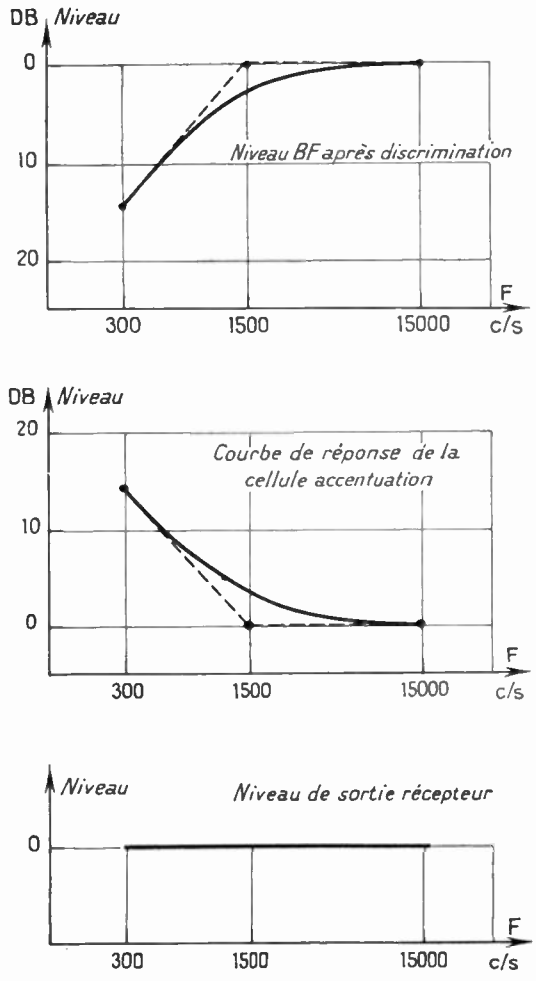


FIG. 7

— Régénération de la porteuse pour l'émetteur relais associé (cf. émetteur relais ci-après) de manière à maintenir le fonctionnement normal de la liaison en aval du défaut ;

— Signalisation en local par voyant lumineux et télésignalisation du défaut suivi d'un indicatif de la station à chaque station surveillante.

b) *Emetteur.* Les étages d'émission débutent à la sortie de l'amplificateur M.F. du récepteur. Nous trouvons successivement (fig. 6*a*) :

Une transposition des signaux M.F. (4,3 Mc/s) en une fréquence intermédiaire, variable de 28,44 à 50,44 Mc/s, par battement inférieur dans un tube pentode 6 AK 5 avec un oscillateur à quartz sur partiel 3 équipé d'un tube 12 AT 7. Pour éviter une réinjection trop importante de l'oscillateur local sur la grille première écrêteuse, un circuit bouchon résonnant sur la fréquence de l'oscillateur local est interposé dans la liaison reliant l'amplificateur M.F. à cette transposition.

Par ailleurs, en cas d'incident, le relais de régénération isole de l'étage de transposition l'oscillateur local et le signal M.F. et le transforme en oscillateur

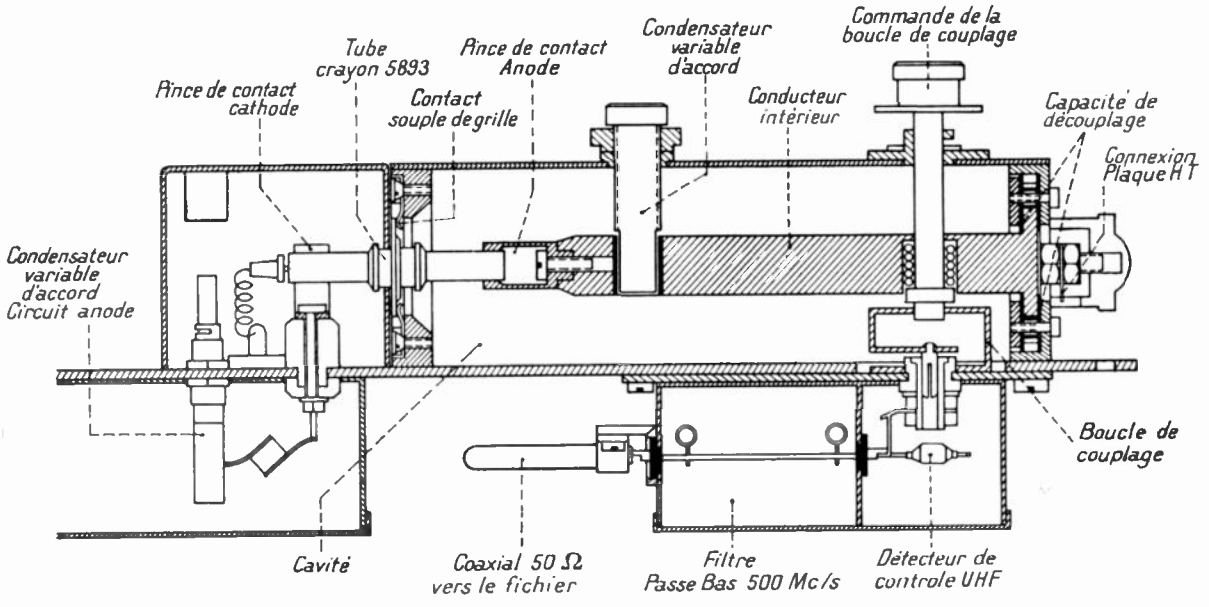


FIG. 8

à quartz sur le tiers de la fréquence intermédiaire, laquelle est reconstituée par triplage sur la plaque du tube.

Un étage amplificateur de la fréquence intermédiaire, équipé d'un tube 6AK5 monté entre deux transformateurs à circuits couplés destinés à éliminer les transpositions parasites.

Une transposition finale par tube 6J4 attaqué par l'amplificateur précédent et l'hétérodyne de base sur la fréquence 368,5 Mc/s pour obtenir la porteuse dans la gamme 406-414 Mc/s ou sur la fréquence de 414,56 Mc/s pour les gammes 443-447 et 455-465 Mc/s.

Un amplificateur final comportant deux étages :

— le premier, équipé d'un tube 6J4 monté en grille à la masse avec circuits à constantes localisées classiques ;

— le second qui constitue l'étage final.

— *Etage final.* Un tube « crayon » type 5893 est utilisé. C'est une triode montée grille à la masse avec circuits à constantes localisées sur la cathode.

Le circuit plaque est réalisé sous forme d'une cavité coaxiale, en laiton, à section carrée (fig. 8), le couplage se fait par boucle orientable et l'accord par piston capacitif, ces deux réglages sont accessibles de l'avant. La finition est exécutée en nickel mat sauf l'âme qui est dorée.

Ces dispositions ont été adoptées pour obtenir un excellent rendement de l'étage qui fournit dans ces conditions une puissance de 1,1 W en moyenne pour une dissipation plaque inférieure à la moitié du maximum admis par le fabricant.

Il en résulte une longue durée de vie du tube, que des essais de durée prolongée permettent d'estimer analogue à celle des tubes miniatrons dits de sécurité dont l'usage est général dans ce matériel.

La boucle de couplage est reliée au feeder de départ antenne par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas 500 Mc/s constitué d'une simple cellule en M et destiné à affaiblir les harmoniques 2 et 3 de la porteuse au-dessous du niveau général des émissions parasites qu'on s'est imposé à 40 dB minimum.

Une faible fraction de la puissance de sortie est détectée dans un cristal pour obtenir un signal de contrôle qui est renvoyé sur la platine de commande.

— *Emetteur-récepteur terminal.* Il est absolument identique à l'émetteur-récepteur relais au détail suivant près (fig. 9) : l'émetteur est désolidarisé du récepteur comme dans le fonctionnement de l'émetteur relais en état de régénération de porteuse ; mais dans le cas du terminal cet état est permanent : les contacts correspondants du relais de régénération et l'oscillateur local sont inutilisés dans ce cas.

2.7. Boîtier d'aiguillage (duplexeur).

Deux versions sont prévues, de mêmes dimensions extérieures, mais renfermant un ou deux filtres d'aiguillage suivant qu'il s'agit d'une station terminale ou relais. Les figures 10 et 11 montrent la disposition mécanique de ces appareils.

Le principe est le suivant (fig. 12) :

A une longueur électrique $l_R = \frac{\lambda_E}{4}$ côté réception, et $l_E = \frac{\lambda_R}{4}$ côté émission, du point commun O des feeders en provenance du récepteur et de l'émetteur (qui représente également le point de départ du feeder antenne), existe une dérivation coaxiale ouverte de longueur électrique $L_R = (2\,n \pm 1)\,\frac{\lambda_E}{4}$ pour le récepteur et $L_E = (2\,n \pm 1)\,\frac{\lambda_R}{4}$ pour l'émetteur.

Dans ces expressions, λ_E et λ_R sont les longueurs

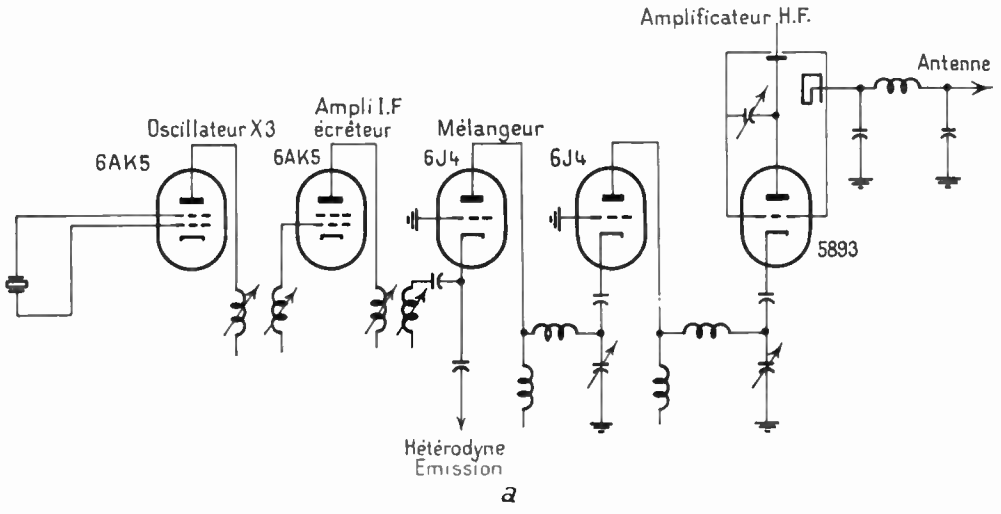


FIG. 9a

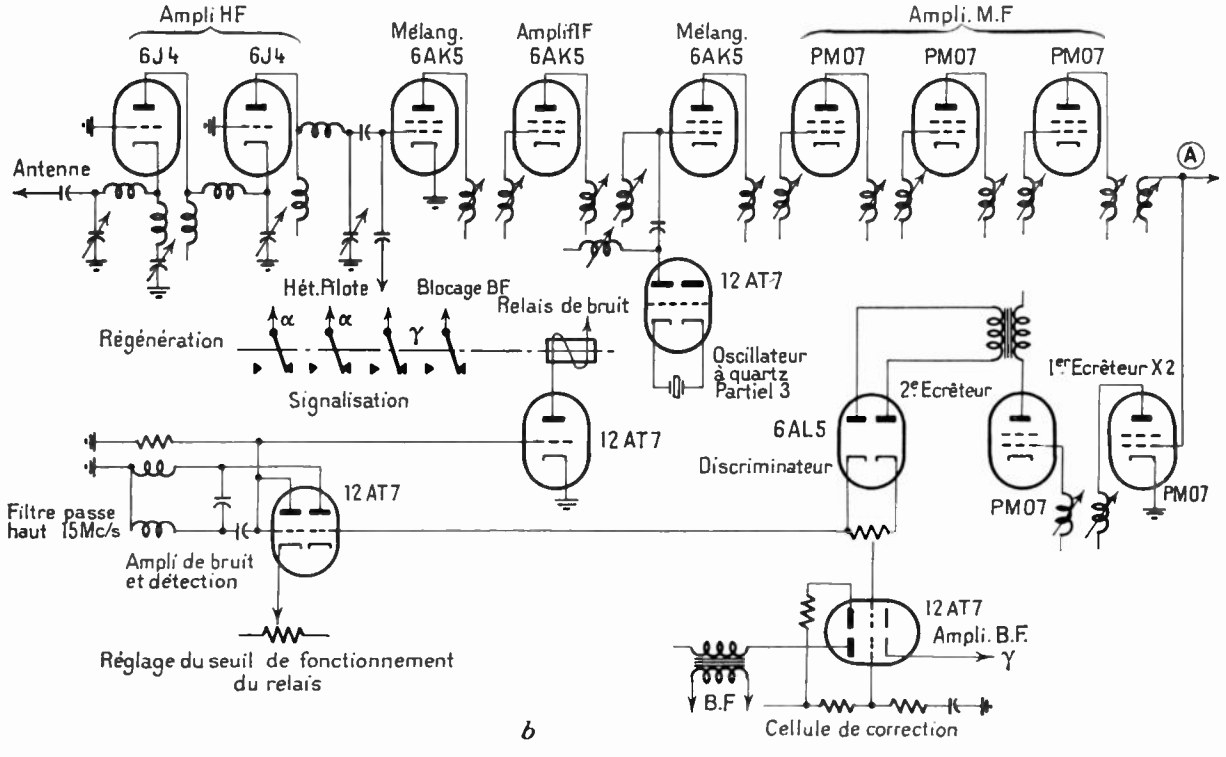


FIG. 9b

d'onde émission et réception et n un nombre entier tel que

$$(2n \pm 1)\frac{\lambda_E}{4} = 2n\frac{\lambda_R}{4}$$

et

$$(2n \pm 1)\frac{\lambda_R}{4} = 2n\frac{\lambda_E}{4}$$

c'est-à-dire que ces dérivations présentent une longueur électrique égale à un nombre pair de $\frac{\lambda}{4}$ pour la fréquence normale à transmettre et un nombre impair de $\frac{\lambda}{4}$ pour la fréquence à éliminer ; elles ramènent donc respectivement une impédance infinie et un court-circuit. Pour le point de départ antenne, le court-circuit est transformé en une impédance infinie étant donné qu'il est séparé d'un $\frac{\lambda}{4}$. Les feeders restent donc adaptés dans chaque branche pour les fréquences à transmettre.

En pratique, les dérivations réelles sont un peu plus courtes par suite du diélectrique des conducteurs, elles sont fermées sur une capacité réglable de manière à ajuster la longueur électrique de la ligne ouverte équivalente à la valeur voulue.

Les performances suivantes sont obtenues :

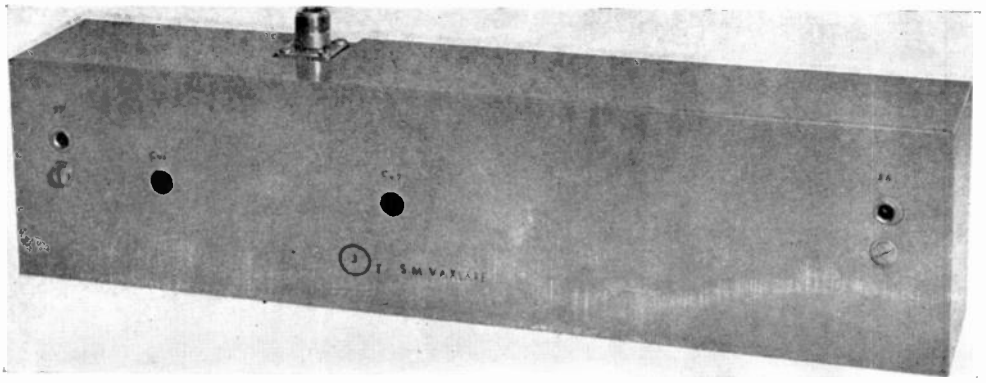


FIG. 10. — Boitier d'aiguillage simple (terminal).

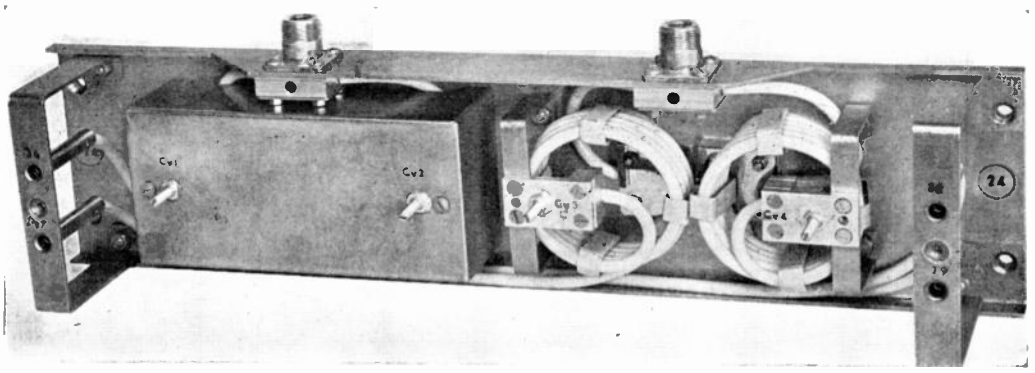


FIG. 11. — Boitier d'aiguillage double (relais).

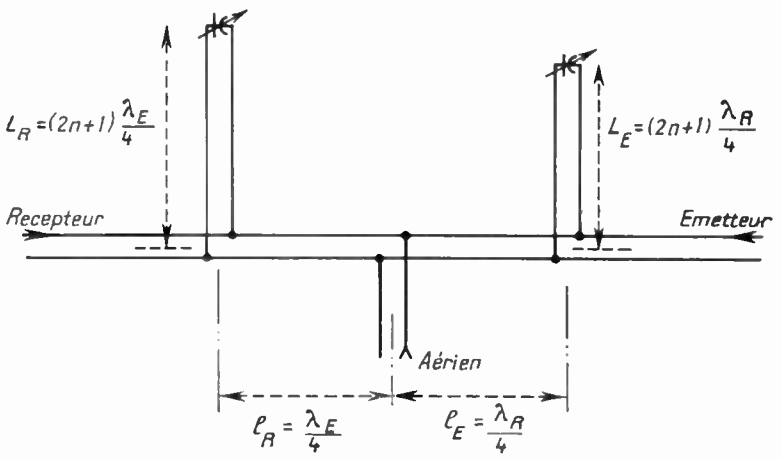


FIG. 12

— atténuation sur la fréquence à éliminer : $\geqslant$ 25 dB ;

— pertes d'insertion : $\leqslant$ 1 dB ;

— T.O.S. : $\leqslant$ 1,4.

2.8. Aériens.

Les aériens utilisés sont du type hélice soit monohélice (fig. 13), soit quadrihélice (fig. 14) ; ce dernier type n'étant pratiquement utilisé que dans le cas de liaisons particulièrement difficiles.

Chaque élément est constitué par une bande de cuivre enroulée en hélice, noyée entre deux toiles de polyester en forme de cylindre creux (fig. 15).

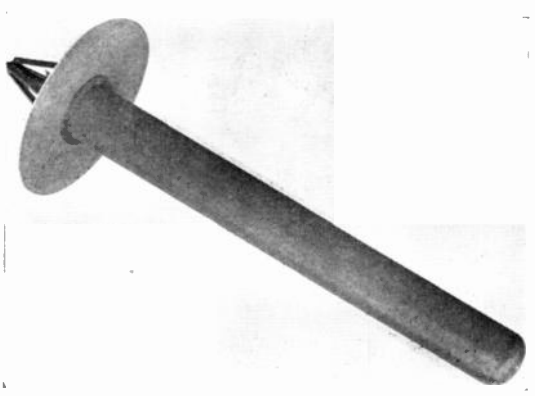


FIG. 13. — Aérien monohélice.

Fig. 14. — Aérien à 4 hélices.

Ces hélices sont à rayonnement axial. Les principales caractéristiques sont les suivantes :

— Caractéristiques mécaniques :

angle de l'hélice : $\alpha = 15°5$;

nombre de spires : 9 ;

diamètre : 232 mm ;

longueur : 1,85 m.

— Caractéristiques électriques :

bande : 400 – 470 Mc/s ;

gain : 11 dB/dipôle pour l'aérien monohélice, 16 dB/dipôle pour le quadrihélice ;

impédance : 50 ohms ;

T.O.S. : $\leqslant 1{,}4$ dans la bande totale d'utilisation.

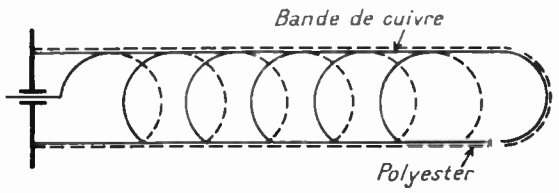


Fig. 15

III. Performances et exploitation de la liaison de surveillance.

Le choix des caractéristiques du matériel, telles que fréquence de travail, puissance H.F. émise, etc. permet d'assurer des liaisons présentant une marge de sécurité confortable vis-à-vis du fading et du vieillissement des tubes comme le montre le calcul ci-après :

3.1 Calcul des liaisons.

Pour évaluer le rapport signal/bruit entre deux stations consécutives, fixons à titre d'exemple les données supplémentaires suivantes :

distance $D = 100$ km ;

perte des feeders : 2 dB par station, soit $P = 40$ dB

Supposons utilisé l'aérien à quatre hélices, d'où un gain total $G = 2 \times 16 = 32$ dB par dipôle ou 36 dB environ par rapport à une source omnidirectionnelle.

Nous savons que :

- la longueur d'onde $\lambda = 0{,}7$ m ;
- la puissance d'émission $P_e = 1$ W ;
- le facteur de bruit du récepteur $10 \log N = 12$ dB
- la bande du récepteur $B = 800$ kc/s.

Le rapport signal/bruit R_E à l'entrée du récepteur en propagation dans l'espace libre est donné par

$$R_E = 10 \log P_R - 10 \log P_B'$$

P_B étant la puissance de bruit = KTBN ;

P_R la puissance reçue $= \dfrac{P_e (G - p)^2}{A}$,

avec

$$A = \frac{16 M^2 D^2}{\lambda^2}$$

On trouve

$$P_B = 5.10^{-14} \text{W} ; A = 3{,}2.10^{12} ; \quad P_R = 5.10^{-10} \text{W}$$

d'où

$$R_E = 40 \text{ dB}$$

Le seuil de fonctionnement correct du récepteur est à 10 dB par rapport au bruit, nous disposons ainsi d'une marge de 30 dB pour les affaiblissements de propagation par rapport à l'espace libre.

On peut considérer pratiquement que la liaison est établie à 100 % du temps, les stations sont en effet situées en visibilité optique pour obtenir des performances suffisantes sur les liaisons de trafic de grande capacité et à fréquence porteuse élevée. On peut, dans la plupart des cas, se contenter de l'aérien monohélice, la distance entre stations étant généralement inférieure à 100 km.

Il reste à montrer que le rapport signal/bruit dans les voies téléphoniques est suffisant.

Considérons le cas d'une liaison bicanal où la voie la plus défavorable est transmise avec un indice n de 2 environ.

Le rapport signal/bruit dans cette voie R_V est donné par

$$R_V = R_E + 10 \log \frac{B}{2b} + 20 \log n$$

où $2\,b$ représente le double de la bande téléphonique psophométrique, soit $2\,b = 4$ kc/s, d'où

$$R_V = R_E + 29 \text{ dB}.$$

Pour 10 dB de fading par exemple, nous obtenons 57 dB avec l'aérien quadrihélice et 49 dB avec l'aérien monohélice. Dans le cas d'un monocanal ($n = 10$), nous obtiendrions respectivement 73 et 63 dB, soit pratiquement le plafond des équipements.

3.2 Exploitation et maintenance.

La commande, le contrôle et la maintenance de la liaison de surveillance sont centralisés sur la platine de commande qui est commune avec les organes téléphoniques.

Cette platine comprend :

— Des dispositifs de sécurité constitués essentiellement de fusibles doublés de lampes témoins pour chacune des tensions d'alimentation et chacune des platines desservies ;

— Un commutateur de mise en route ;

— Deux appareils de mesure de sensibilité différente : l'un de 500 μA destiné, par l'intermédiaire de shunts appropriés, aux mesures des tensions d'alimentation et des courants plaques et cathodiques des tubes ; l'autre de ± 50 μA à zéro central, destiné aux contrôles des discriminateurs et mesures de courants faibles : grilles, cristaux, etc.

Chacun de ces appareils est associé à un commutateur permettant d'afficher directement les valeurs les plus importantes (courant plaque de l'étage final, haute tension, courant discriminateur, puissance émise, etc.).

La mesure des autres courants ou tensions est effectuée en branchant l'un ou l'autre de ces appareils sur les prises de test affectées à chaque tube ;

— Diverses signalisations.

La platine de commande porte :

le ou les voyants du dispositif de squelch indiquant, lorsqu'ils s'allument, que le ou les récepteurs ne reçoivent plus de signal et que l'émetteur relais est en état de régénération de porteuse ;

le voyant du thermostat du quartz hétérodyne indiquant, par son clignotement lent, que le thermostat est en bon fonctionnement. (A noter, à titre de sécurité que les quartz en thermostat sont du type « faible dérive » de sorte que la panne éventuelle d'un thermostat occasionne une dérive maximum de 3.10^{-5} au lieu de 1.10^{-5} en régulation ;

la qualité de la liaison n'en est pratiquement pas affectée ;

le contrôle de la puissance délivrée par le haut-parleur à l'aide d'un potentiomètre à réglage progressif.

Les alimentations ne comportent pas de fusibles, les transformateurs sont largement calculés et les redresseurs sont à diode au germanium, de sorte que ces platines ne nécessitent pratiquement aucun entretien.

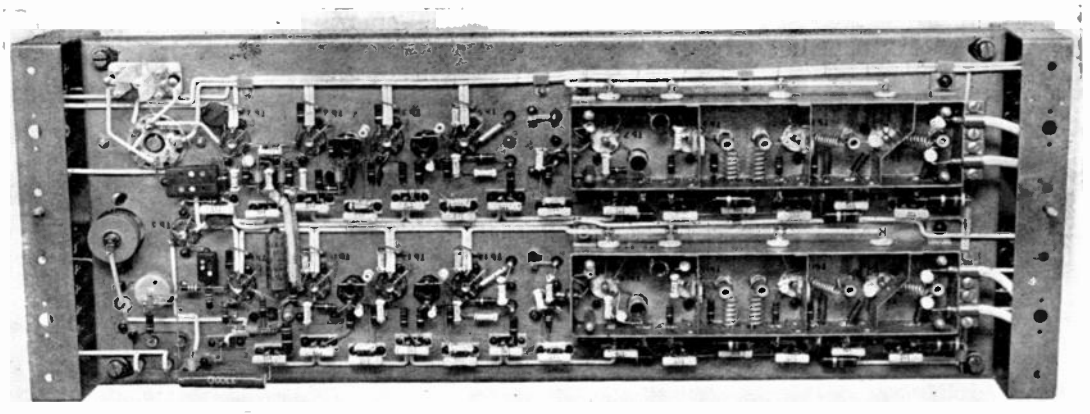


FIG. 16

Le câblage du matériel a été particulièrement soigné pour avoir une excellente tenue mécanique et permettre une accessibilité totale (fig. 16).

Conclusion.

L'équipement de surveillance VS. 612 a été réalisé avec le souci d'obtenir une grande sécurité de fonctionnement alliée à une commodité d'exploitation.

Malgré la fréquence utilisée, relativement élevée, le matériel conserve une structure simple et utilise des tubes courants et éprouvés. Il possède de larges performances et sa capacité est adaptable aux câbles hertziens les plus divers.

Nous remercions ici les ingénieurs du C.N.E.T. qui ont bien voulu nous conseiller pour l'élaboration de ce matériel en tant que performances à réaliser, normalisation à suivre, et dispositions propres à faciliter l'exploitation.

UN INTERFÉROMÈTRE A MODE D'ORDRE SUPÉRIEUR *

PAR

José I. CAICOYA

Ingénieur des Télécommunications

Professeur à l'Institut Technologique d'Aéronautique du Brésil

1. Description de l'appareil.

L'appareil se compose de deux plaques parallèles (B et C) formant un guide d'ondes, et d'une troisième plaque A, parallèle à B et C. La figure 1 montre la position de ces trois plaques, qui peuvent être déplacées parallèlement à elles-mêmes au moyen de vis réglables.

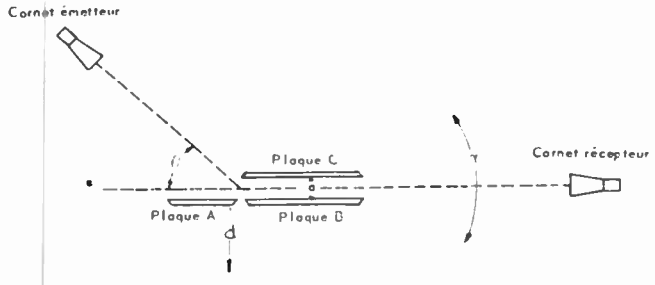


FIG. 1. — Schéma de l'interféromètre multimode.

Un cornet, alimenté par un klystron fonctionnant dans la gamme des 8 mm, produit une onde plane uniforme. Le klystron et le cornet sont montés à l'extrémité d'un bras mobile, de façon que l'onde plane approximativement uniforme produite par le cornet soit divisée en deux parties : une moitié irradie directement l'ouverture du guide, et l'autre moitié irradie la même ouverture après réflexion par la plaque A. L'angle θ entre le trajet de l'onde plane et l'axe du guide d'onde varie de 0 à 90° quand le bras mobile se déplace d'une position extrême à l'autre.

De l'autre côté du guide se trouve un autre bras, qui supporte le système détecteur, constitué d'un cornet relié à un détecteur. Ce bras peut tourner de 90° de part et d'autre de l'axe longitudinal du guide.

On module le signal du klystron avec des signaux carrés. A la sortie du cristal détecteur, le signal traverse un amplificateur avant d'être envoyé sur un oscilloscope.

2. Excitation des modes TE_{mo}.

La figure 2 montre le schéma des trois plaques parallèles et des deux moitiés d'onde plane uniforme utilisées pour produire des interférences à l'ouverture du guide d'ondes (plaques B et C). Le champ magnétique de l'onde incidente est parallèle au plan de front et le champ électrique perpendiculaire à ce même plan. L'angle entre le trajet de l'onde plane et le plan des plaques est désigné par θ. Cet angle est mesuré entre le bras support et l'axe longitudinal du guide, comme le montre la figure 1. A cause de la symétrie dans la réflexion, l'angle entre l'onde réfléchie et l'axe longitudinal du guide sera $-\theta$. Le champ électromagnétique dans le guide résulte de l'interférence des deux ondes.

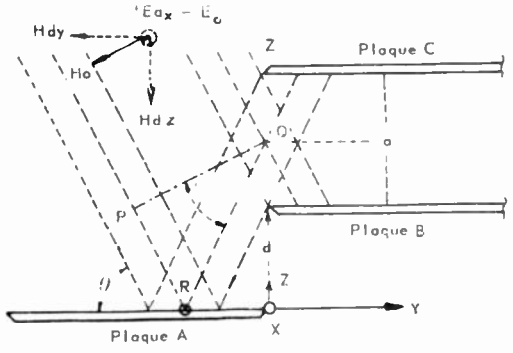


FIG. 2. — Excitation des modes TE_{mo} dans un guide à plans parallèles par interférence de deux ondes planes uniformes (l'angle PQR est égal à $2\theta - 90°$).

Afin de rendre plus aisé le calcul du champ électromagnétique résultant, l'origine des phases pour l'onde plane uniforme, et l'origine des coordonnées

* Texte traduit de l'anglais.

seront prises au point R, c'est-à-dire au point de réflexion pour le rayon central de l'onde réfléchie.

Sous ces conditions, les champs électrique et magnétique pour l'onde directe au point Q sont, le système de coordonnées étant celui de la fig. 2 :

$$E_{d_x} = E_o e^{j(wt - \beta r_1)} \quad (2\text{-}1)$$

$$E_{d_y} = E_{d_z} = 0 \quad (2\text{-}2)$$

$$H_{d_x} = 0 \quad (2\text{-}3)$$

$$H_{d_y} = -H_o \sin\theta\, e^{j(wt-\beta r_1)} \quad (2\text{-}4)$$

$$H_{d_z} = -H_o \cos\theta\, e^{j(wt-\beta r_1)} \quad (2\text{-}5)$$

où r_1 représente la longueur PR.

Les champs électrique et magnétique pour l'onde réfléchie au point Q seront :

$$E_{r_x} = -E_o e^{j(wt+\beta r_2)} \quad (2\text{-}6)$$

$$E_{r_y} = E_{r_z} = 0 \quad (2\text{-}7)$$

$$H_{r_x} = 0 \quad (2\text{-}8)$$

$$H_{r_y} = -H_o \sin\theta\, e^{j(wt+\beta r_2)} \quad (2\text{-}9)$$

$$H_{r_z} = H_o \cos\theta\, e^{j(wt+\beta r_2)} \quad (2\text{-}10)$$

où r_2 représente la longueur RQ.

Les champs électrique et magnétique total sont alors donnés par :

$$E_x = -E_o e^{j(wt+\beta r_2)}(1 - e^{j(r_1+r_2)\beta}) \quad (2\text{-}11)$$

$$E_y = E_z = 0 \quad (2\text{-}12)$$

$$H_x = 0 \quad (2\text{-}13)$$

$$H_y = -H_o \sin\theta\, e^{j(wt+\beta r_2)}(1 + e^{j(r_1+r_2)\beta}) \quad (2\text{-}14)$$

$$H_z = H_o \cos\theta\, e^{j(wt+\beta r_2)}(1 - e^{j(r_1+r_2)\beta}) \quad (2\text{-}15)$$

On peut voir sur la figure 2 que :

$$r_2 = RQ = y\cos\theta + z\sin\theta = \frac{z}{\sin\theta} \quad (2\text{-}16)$$

et :

$$r_1 = RQ\sin(2\theta - \pi/2)$$
$$= \frac{-z}{\sin\theta}\cos(2\theta)$$

d'où

$$r_1 + r_2 = 2z\sin\theta \quad (2\text{-}17)$$

On peut donc écrire les équations (2-11 à 2-15) sous la forme :

$$E_x = -E_o e^{j[wt+\beta(y\cos\theta+z\sin\theta)](1-e^{-2jz\sin\theta})}$$
$$= -2jE_o e^{j(wt+\beta y\cos\theta)}\sin(\beta z\sin\theta) \quad (2\text{-}18)$$

$$E_y = E_z = 0 \quad (2\text{-}19)$$

$$H_x = 0 \quad (2\text{-}20)$$

$$H_y = -2H_o \sin\theta\cos(\beta z\sin\theta)\, e^{j(wt+\beta y\cos\theta)} \quad (2\text{-}21)$$

$$H_z = 2jH_o\cos\theta\sin(\beta z\sin\theta)\, e^{j(wt+\beta y\cos\theta)} \quad (2\text{-}22)$$

Afin que la distribution des champs dans le guide soit égale à celle correspondant aux modes TE_{mo} les composantes E_x et H_z doivent disparaître dans les plans contenant les plaques B et C.

A partir des équation (2-18) et (2-22), on peut voir que pour remplir ces conditions aux limites, les équations suivantes doivent être satisfaites :

$$\sin(\beta a\sin\theta) = 0 \text{ ; ou, } 2a\sin\theta = m\lambda \quad (2\text{-}23)$$

$$\sin[\beta(a+d)\sin\theta] = 0 \text{ ; ou, } 2(a+d)\sin\theta = k'\lambda \quad (2\text{-}24)$$

ou,

$$2a\sin\theta = m\lambda \quad (2\text{-}25)$$

$$2d\sin\theta = k\lambda \quad (2\text{-}26)$$

3. Preuve expérimentale de l'existence d'un seul mode TE_{mo}.

La façon la plus simple de vérifier l'existence d'un seul mode entre les deux plaques parallèles semble être de mesurer le champ électrique dans le guide ainsi formé, au moyen d'une sonde. On a abandonné cette méthode, craignant que la perturbation introduite par la sonde ne modifie la vraie signification de cette expérience, puisque la présence de la sonde produit inévitablement d'autres modes indésirables.

En cherchant une autre méthode pour vérifier l'existence d'un seul mode dans le guide, on a étudié le diagramme de rayonnement de l'extrémité ouverte d'un guide transmettant uniquement le mode TE_{mo}. Le calcul de la puissance rayonnée dans la direction α donne les expressions suivantes :

$$\left(\frac{m}{a}\right)^2 = \frac{\sin^2\left(\frac{\omega a}{2c}\sin\alpha\right)}{(\beta\cos\alpha + \beta_m)^2} \text{ pour } m \text{ pair} \quad (3\text{-}1)$$

$$\left(\frac{m}{a}\right)^2 = \frac{\cos^2\left(\frac{\omega a}{2c}\sin\alpha\right)}{(\beta\cos + \beta_m)^2} \text{ pour } m \text{ impair} \quad (3\text{-}2)$$

On voit sur ces équations que pour $\alpha = 0$, l'énergie détectée est nulle si l'onde transmise dans le guide se propage dans un seul mode TE_{mo} (avec m pair) ou dans plusieurs modes TE_{mo}, tous avec m pair.

Puisque, dans le cas de courant nul dans le détecteur, il subsiste un doute sur l'existence de plus d'un mode TE_{mo} pair, pour affirmer l'existence d'un seul mode on a étudié l'effet du déplacement de la plaque A.

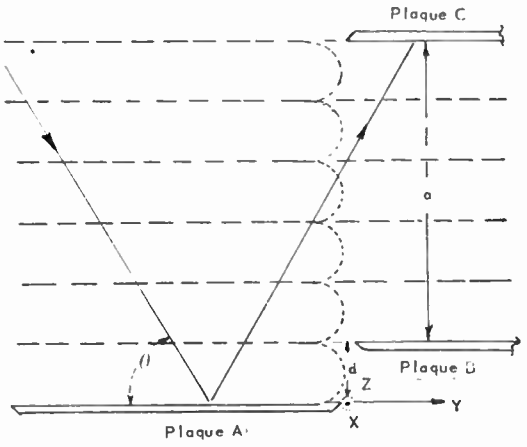


FIG. 3 — Distribution du champ pour l'excitation du mode TE30 avec $d = \frac{2\lambda}{2 \sin \theta}$

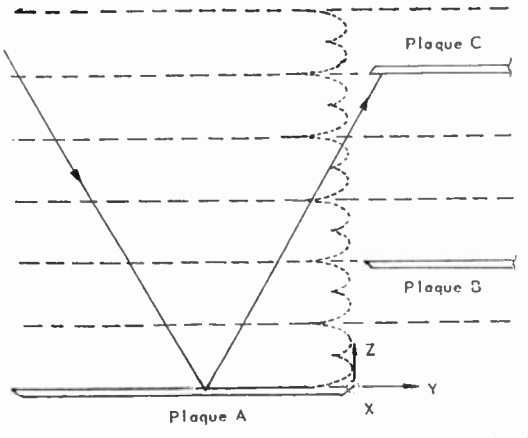


FIG. 4. — Distribution du champ pour l'exitation du mode TE30 avec $d = \frac{\lambda}{2 \sin \theta}$

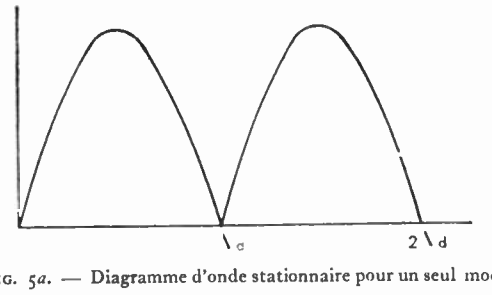


FIG. 5*a*. — Diagramme d'onde stationnaire pour un seul mode TE_{mo}

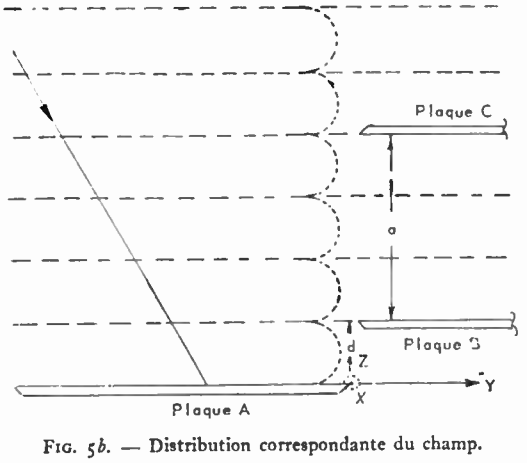


FIG. 5*b*. — Distribution correspondante du champ.

A partir de l'équation (2–26) et des figures 3 et 4 on peut voir que, quand on déplace la plaque A, chaque fois que la distance d est un multiple de $\lambda/2 \sin\theta$, la distribution du champ dans le guide est la même. La distribution des ondes stationnaires pour le champ dans la direction z est semblable au diagramme d'ondes stationnaires donné sur la figure 5, cette distribution correspondant au cas où l'on a un seul mode TE_{mo} dans le guide. D'autre part, si deux modes TE_{mo} pairs sont excités simultanément, le diagramme d'ondes stationnaires selon la direction z sera plus compliqué. (La figure 6 montre le cas le plus simple où l'on a deux modes TE_{mo} tels que la valeur de m pour l'un est double de la valeur de m pour l'autre).

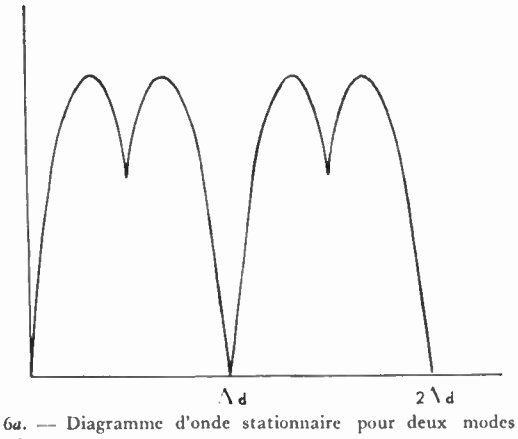


FIG. 6*a*. — Diagramme d'onde stationnaire pour deux modes TE_{mo} simultanés.

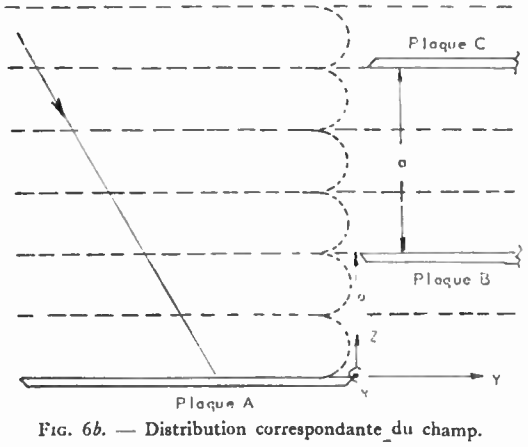


FIG. 6*b*. — Distribution correspondante du champ.

Quoique l'on ne s'attendait pas à une distribution correspondant à la figure 6, puisque la réflexion d'une onde plane uniforme sur un plan réflecteur produit des ondes stationnaires selon le diagramme donné par les figures 3, 4 et 5, l'effet du déplacement de la plaque A a été étudié expérimentalement (après avoir obtenu un zéro dans le détecteur pour une valeur critique de l'angle θ), le résultat est représenté sur la figure 7, et vérifie bien les prévisions théoriques.

Afin de vérifier la validité de l'équation (2–25), on a représenté sur la figure 8 l'énergie détectée correspondant à $\alpha = 0$ pour différentes valeurs de θ comprises entre 10 et 80 degrés. Les valeurs de θ correspondant aux zéros sont 12° 25′, 25° 32′, 40° 15′

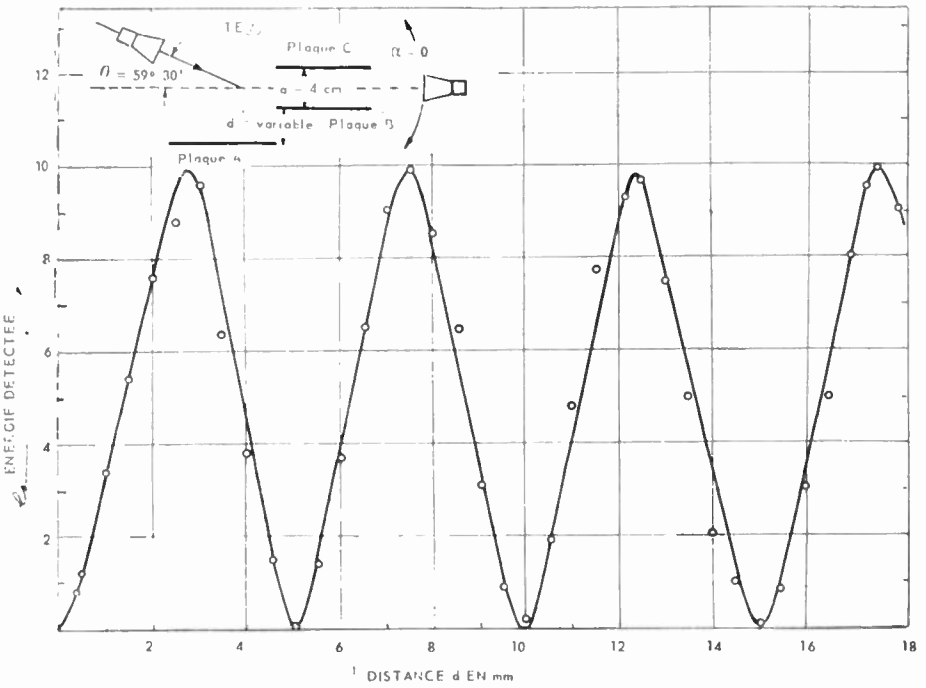


FIG. 7. — Energie détectée en fonction de la distance d, pour le mode TE80 et $\alpha = 0$.

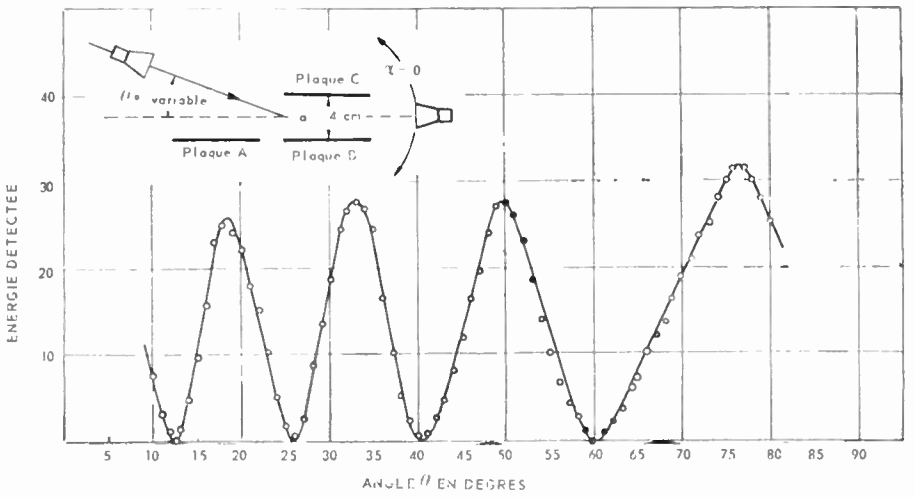


FIG. 8. — Energie détectée en fonction de l'angle θ, pour $d = 0$ et $\alpha = 0$.

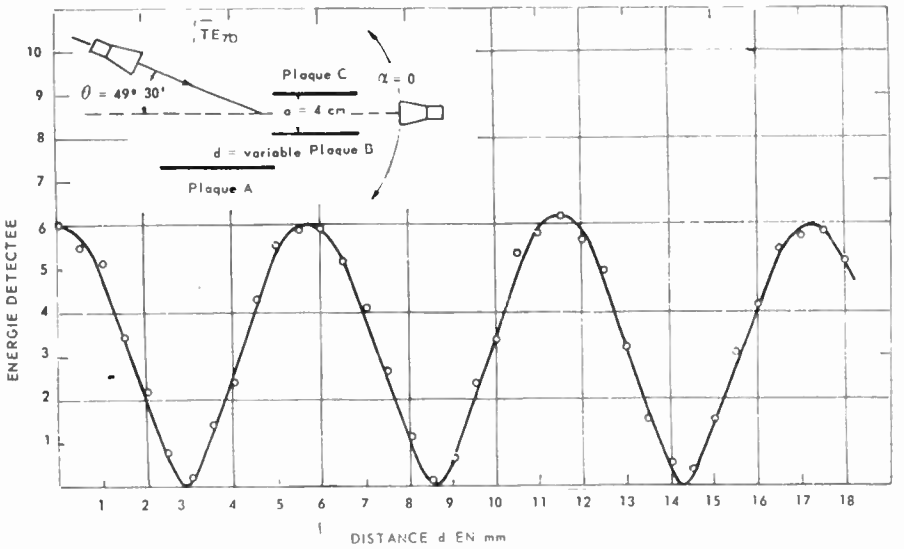


FIG. 9. — Energie détectée en fonction de la distance d, pour le mode TE70 et $\alpha = 0$.

et 59° 20′ : elles vérifient les valeurs calculées, en faisant respectivement m égal à 2, 4, 6 et 8 dans l'équation (2–25), λ étant égal à 8,61 mm. La figure 9 représente la courbe de l'énergie détectée en fonction de la distance d, pour $\theta = 49°$, valeur correspondant à l'existence du mode TE_{70} d'après la figure 8. Cette courbe démontre bien l'existence d'un seul mode, puisque dans le cas de deux modes simultanés la courbe se présenterait comme celle de la figure 6 (qui correspond au cas le plus simple de deux modes simultanés, comme on l'a dit ci-dessus).

4. Excitation des modes TM_{mo}.

Si dans la figure 2, l'onde plane uniforme créée par le cornet est telle que le champ magnétique est perpendiculaire au plan d'incidence, et le champ électrique parallèle au même plan, les modes créés dans le guide par interférence seront du type TM_{mo} Dans ces conditions, les champs électrique et magnétique pour l'onde directe au point Q sont :

$$E_{d_x} = 0 \tag{4-1}$$

$$E_{d_y} = E_o \sin \theta \, e^{j(\omega t - \beta r_1)} \tag{4-2}$$

$$E_{d_z} = E_o \cos \theta \, e^{j(\omega t - \beta r_1)} \tag{4-3}$$

$$H_{d_x} = H_o \, e^{j(\omega t - \beta r_1)} \tag{4-4}$$

$$H_{d_y} = H_{d_z} = 0 \tag{4-5}$$

Les champs électrique et magnétique pour l'onde réfléchie au point Q sont :

$$E_{r_x} = 0 \tag{4-6}$$

$$E_{r_y} = -E_o \sin \theta \, e^{j(\omega t + \beta r_2)} \tag{4-7}$$

$$E_{r_z} = E_o \cos \theta \, e^{j(\omega t + \beta r_2)} \tag{4-8}$$

$$H_{r_x} = H_o \, e^{j(\omega t + \beta r_2)} \tag{4-9}$$

$$H_{r_y} = H_{r_z} = 0 \tag{4-10}$$

En transformant ces équations de la même façon que ci-dessus dans le cas des modes TE_{mo}, on obtient les champs électrique total et magnétique total :

$$E_x = 0 \tag{4-11}$$

$$E_y = -2jE_o \sin \theta \sin (\beta z \sin \theta) \, e^{j(\omega t + \beta y \cos \theta)} \tag{4-12}$$

$$E_z = 2E_o \cos \theta \cos (\beta z \sin \theta) \, e^{j(\omega t + \beta y \cos \theta)} \tag{4-13}$$

$$H_x = H_o \cos (\beta z \sin \theta) \, e^{j(\omega t + \beta y \cos \theta)} \tag{4-14}$$

$$H_y = H_z = 0 \tag{4-15}$$

Afin de remplir les conditions aux limites dans le guide, la composante E_y doit être nulle à la surface des plaques B et C (les composantes E_x et H_z étant nulles partout).

Les conditions finales pour l'existence dans le guide d'un champ électromagnétique avec une distribution correspondant au mode TM_{mo} sont les mêmes que dans le cas des modes TE_{mo}. Ce sont :

$$\sin (\beta a \sin \theta) = 0, \text{ ou, } 2a \sin \theta = m\lambda \tag{4-16}$$

$$\sin [\beta (a + d) \sin \theta] = 0 ; \text{ ou,}$$

$$2(a + d) \sin \theta = k'\lambda \tag{4-17}$$

ou,

$$2a \sin \theta = m\lambda \tag{4-18}$$

$$2d \sin \theta = k\lambda \tag{4-19}$$

où m,k et k' sont entiers.

5. Excitation des modes TE_{mo} en guide rectangulaire.

Puisque pour les modes TE_{mo} entre les plaques parallèles, la seule composante existante pour le champ électrique est parallèle aux plaques, on n'introduira pas de perturbation dans le champ en ajoutant une paire de plaques perpendiculaires à la première paire, et puisque les quatre plaques forment un guide rectangulaire, il n'y aura pas de difficulté à exciter les modes TE_{mo}.

Les modes TM_{mo} ne pourront pas être excités en guide rectangulaire au moyen de deux ondes planes uniformes car les deux plaques supplémentaires perturbent le champ électrique résultant des deux ondes planes. Cependant, il est possible de créer un mode TM_{mo} pur au moyen de quatre (au lieu de deux) ondes planes. Une telle combinaison n'est pas pratique à réaliser avec des méthodes simples.

6. Erreurs et précision de l'appareil.

Puisque la théorie de cet appareil repose sur la création d'une onde plane uniforme, et qu'on a supposé que les techniques de la réflexion quasi-optique des ondes électromagnétiques étaient applicables, on doit s'attendre à quelques types d'erreurs dues à l'approximation de ces conditions idéales dans la réalisation pratique de l'appareil.

La production d'une onde plane uniforme est un problème qu'on peut résoudre par une disposition convenable du cornet d'émission, ou par l'emploi d'un type de lentille hyperfréquence. Néanmoins, les résultats expérimentaux ont été obtenus avec un appareil construit sans cornet spécialement conçu, les chiffres montrent que l'approximation obtenue pour l'onde plane uniforme était suffisante pour obtenir un unique mode d'ordre supérieur entre les plaques.

Une réflexion quasi-optique sur la plaque A nécessite une grande plaque avec des dimensions grandes en fonction de la longueur d'onde. Si la plaque A est située dans le même plan que la plaque B, comme sur la figure 1, l'onde réfléchie entrant dans le guide sera réfléchie par la plaque A près de son bord, les

conditions seront très différentes des conditions idéales d'un plan infini. Pour cette raison, dans l'expérience on a choisi la distance d égale à la distance a, à cette condition, un angle θ qui remplit les conditions exprimées par l'équation (2–25), remplira aussi celles de l'équation (2–26), avec dans ce cas le bord de la plaque à plusieurs longueurs d'ondes de l'endroit où se produit la réflexion de l'onde entrant dans le guide, les conditions de réflexion sur un plan infiniment grand sont approchées (après avoir vérifié l'existence d'un seul mode TE_{mo}, les deux plaques A et B peuvent être remplacées par une seule, afin d'éliminer la discontinuité à la jonction).

Les diffractions qui se produisent apparemment, lors de l'excitation de l'extrémité ouverte du guide par l'onde directe et aussi par l'onde réfléchie, s'annulent l'une l'autre si les plaques B et C sont suffisamment minces. Cette annulation peut s'expliquer sur la figure 3 où l'on voit les ondes stationnaires produites par la réflexion d'une onde plane uniforme sur la plaque A. La plaque B et la plaque C sont situées dans les plans de champ électrique nul, parallèles au plan de la plaque A, et le champ magnétique perpendiculaire au plan de la plaque (composante H_z) est nul aux mêmes plans, donc la présence des plaques B et C ne produit aucune perturbation si elles sont suffisamment minces, et il n'y a pas de diffraction.

Néanmoins l'appareil est conçu pour être employé en ondes millimétriques, on s'attend à de faibles erreurs relatives car en ce qui concerne la distance a, sa valeur exprimée en longueurs d'onde est multipliée par l'ordre du mode ; quant à la mesure de l'angle θ, on peut réduire l'erreur en utilisant une grande échelle angulaire.

7. Données supplémentaires obtenues avec l'appareil.

Outre les données nécessaires à la vérification de l'existence d'un seul mode dans le guide, en essayant de vérifier les équations calculées pour le diagramme de rayonnement de l'extrémité ouverte du guide où

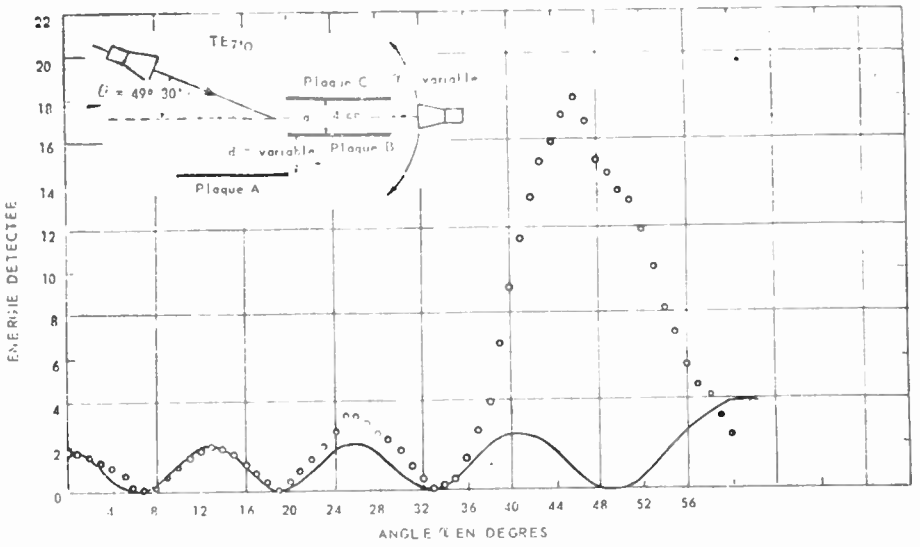


FIG. 10*a*. — Diagramme de rayonnement pour le mode TE7'0.

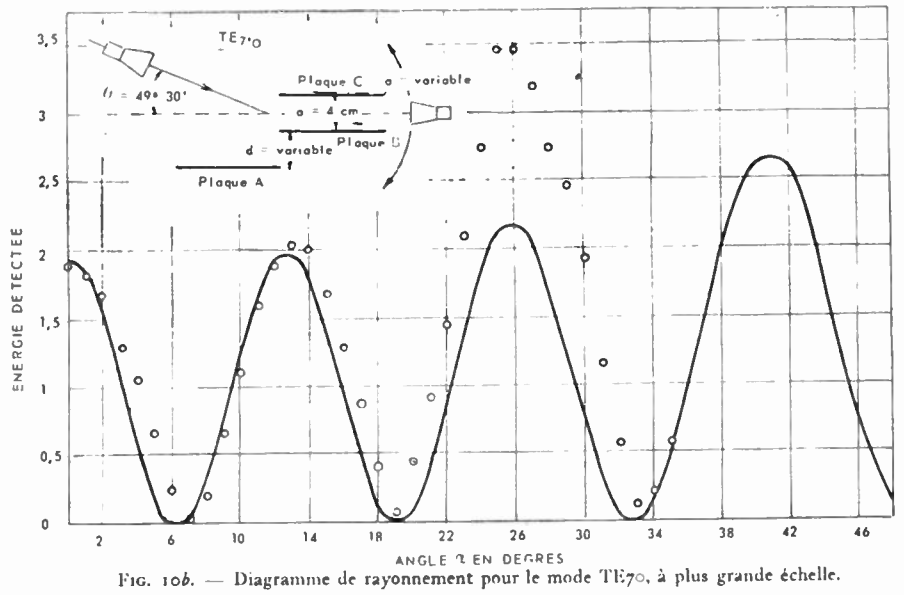


FIG. 10*b*. — Diagramme de rayonnement pour le mode TE7'0, à plus grande échelle.

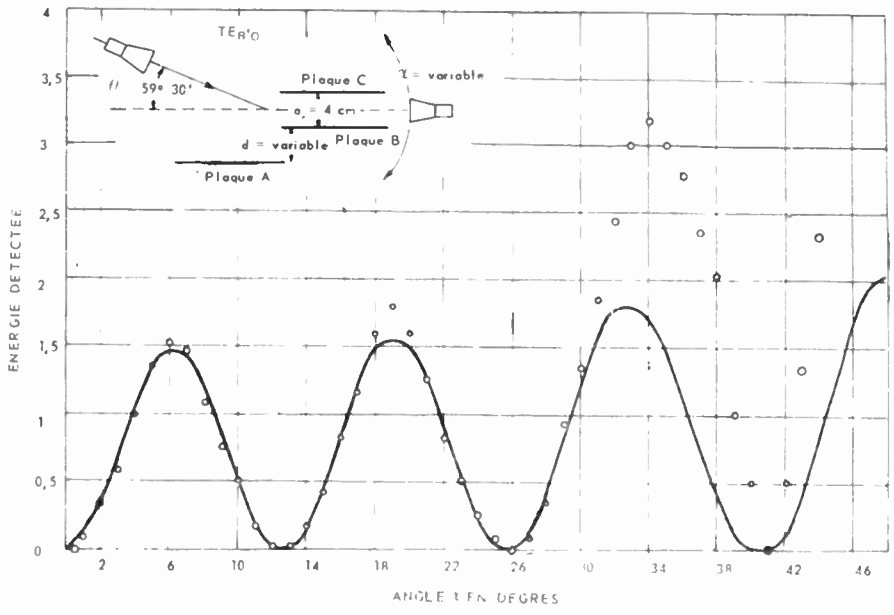


FIG. 11*a*. — Diagramme de rayonnement pour le mode TE8o.

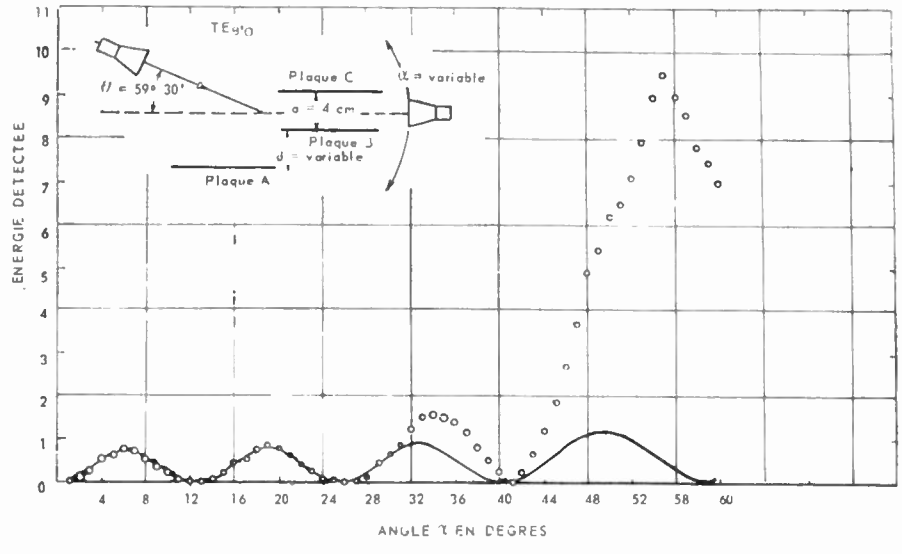


FIG. 11*b*. — Diagramme de rayonnement pour le mode TE8o, à plus grande échelle.

se propage un seul mode TE_{mo}, on a obtenu les figures 10 et 11. On peut observer sur ces courbes un bon accord entre les valeurs expérimentales et calculées pour $\alpha < 35$ degrés. On pouvait s'attendre à ce résultat car la théorie utilisée pour le calcul du diagramme de rayonnement suppose une distribution de champ sans discontinuité à l'extrémité ouverte du guide ; en pratique la distribution de champ était discontinue sur les bords du guide ; le désaccord pour $\alpha > 35$ degrés est donc principalement attribué à l'approximation simple de Kirchhoff utilisée dans ce calcul.

8. Applications de l'appareil.

Premièrement, comme tous les interféromètres, celui-ci est conçu pour la mesure des longueurs d'onde dans la bande des ondes millimétriques. Jusqu'à aujourd'hui, différents interféromètres ont été utilisés pour ces mesures : l'interféromètre Michelson, l'interféromètre Fabry-Pérot, l'interféromètre Boltzmann et d'autres, comme ceux employés par M. FROOME, M. KAHAN et, finalement, celui utilisé par Miss CHATTERJEE. Tous ces interféromètres présentent des erreurs dues à la diffraction, l'erreur étant d'autant plus petite que plus grande est la proportion des techniques des hyperfréquences employées dans l'instrument et moindres les techniques de l'optique.

Dans le présent interféromètre, où prédominent les techniques des hyperfréquences, les erreurs sont moindres que dans les autres. Par exemple, quand l'onde qui part du cornet émetteur atteint l'ouverture du guide d'ondes formé par les deux plaques parallèles, il n'y a pas de réflexion de l'onde sur cette ouverture et il n'y a pas non plus de diffrac-

tion, du fait que les plaques métalliques coïncident avec les surfaces de champ électrique nul (entre les ondes stationnaires engendrées lors de la réflexion) ; en d'autres termes, la diffraction produite par l'ouverture sur l'onde plane qui arrive directement du cornet est annulée par la diffraction produite par l'onde qui arrive après avoir été réfléchie par la plaque A. En outre, à supposer que cette annulation n'ait pas lieu, comme l'instrument mesure la longueur d'onde au moyen de la détection de deux zéros d'énergie dans le récepteur, il n'existera

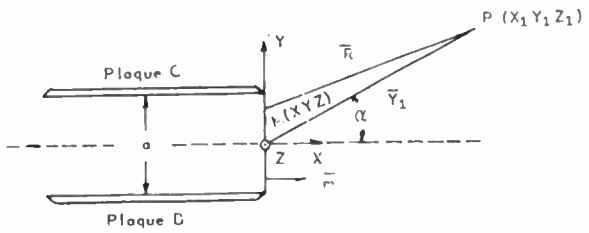


Fig. 12. — Mesure du diagramme de rayonnement de l'extrémité ouverte du guide.

pas d'erreur si les causes qui pourraient l'introduire ne produisent pas de variation dans ces zéros de l'énergie détectée et, de plus, à supposer qu'il existe une réflexion sur l'ouverture du guide d'ondes et que l'énergie réfléchie retourne jusqu'au cornet puis, après avoir été réfléchie par lui, parvienne de nouveau à l'ouverture du guide d'ondes, comme l'angle d'incidence est le même que celui de l'onde principale, l'onde une fois réfléchie, excitera dans le guide d'ondes le même mode que l'onde principale (dans notre cas, un mode pair) pour autant que ce mode rayonnera quelque énergie dans la direction de l'axe du guide d'ondes, ce qui revient à dire que le zéro d'énergie détecté dans le récepteur ne sera pas affecté par l'onde réfléchie, non plus que par la diffraction.

Un autre avantage de cet instrument consiste en la possibilité de répéter la mesure avec un autre mode, ce qui équivaut à répéter la mesure dans des conditions complètement différentes des conditions initiales, et pour lesquelles les erreurs, s'il y en a, seront complètement différentes ; c'est-à-dire que l'instrument peut servir à vérifier la mesure sans avoir à recourir à un autre instrument extérieur. Cet avantage provient de la possibilité d'employer différents modes, ce qui revient à introduire un degré de plus de liberté par rapport aux systèmes qui emploient ou le mode dominant, ou le mode TEM.

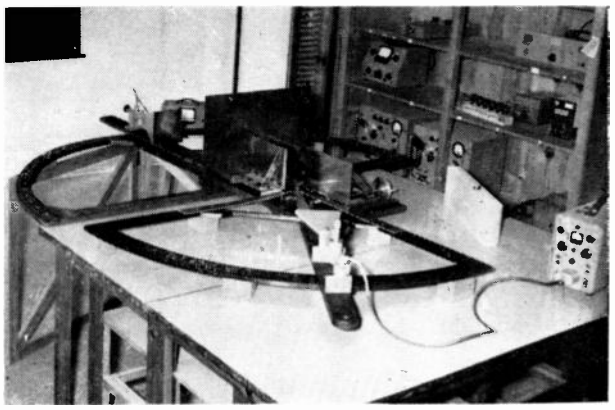


Fig. 13. — Photographie de l'appareil.

L'instrument peut également être utilisé pour la mesure de constantes diélectriques et, dans ce cas, le degré de liberté que représente la possibilité de changer de mode ne conduit pas à augmenter le nombre d'équations et pourtant il peut mesurer les quatre coefficients du diélectrique et non seulement deux comme les systèmes qui utilisent des guides d'ondes ou des cavités, avec lesquels il n'est possible d'obtenir que deux équations, une pour une mesure de transmission et l'autre pour une mesure de réflexion.

Finalement, l'instrument peut être utilisé pour exciter des modes TE_{mo} dans les guides d'ondes rectangulaires et effectuer l'étude de ces modes en ce qui concerne leur propagation, et cela sans interférence d'autres modes, bien qu'avec cet instrument on puisse exciter n'importe quel mode indépendamment des autres.

Remerciements.

L'auteur désire remercier pour leurs avis et leur aide efficace le Professeur P.O. Coleman, de l'Université d'Illinois (Etats-Unis), le Professeur J. Balta du Conseil Supérieur de la Recherche Scientifique (Madrid, Espagne) et le Professeur R.R. Wallauscheck du Centre Technologique de l'Aéronautique (Brésil).

Références.

1. On the theory of the radiating patterns of electromagnetic horns of moderate plane angles, par C.M. Horton. *(P.I.R.E.* 1959, p. 744).
2. La generacion de multimodos TE_{mo} y TM_{mo}, par José I. Caicoya *(Revista de Telecommunication*, Espagne, mars 1956).

LA MESURE DES COURANTS CONTINUS FAIBLES PAR AMPLIFICATEURS A COUPLAGE DIRECT(1)

PAR

G. FRIEDLING

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

I. — Introduction.

En manière d'introduction, nous poserons les points suivants :

1° Par courants continus faibles, nous entendons les courants de fréquence quasi nulle et d'intensité atteignant 10^{-6} ampères au maximum.

2° La mesure d'un courant continu faible n'implique pas nécessairement l'utilisation d'un appareil de résistance interne faible ; en effet, nous nous bornerons ici aux courants fournis par des sources de résistance interne très élevée, ce qui permet de placer en série dans le circuit une impédance quelconque, sans que le courant soit modifié (1 000 Ω d'un galvanomètre ou 10^{12} Ω).

3° La difficulté générale de la mesure d'un courant continu faible réside dans le fait que le domaine de fréquences dans lequel se placent ces mesures, correspond au spectre des fréquences auxquelles on peut rattacher la dérive de l'appareil de mesure.

Quand les phénomènes à mesurer sont de fréquences notablement supérieures, comme c'est le cas par exemple, des fréquences radioélectriques ou même industrielles, il est facile d'effectuer des mesures par un filtrage approprié (transformateur ou condensateur) ; au contraire, la mesure de phénomènes de très basses fréquences interdit de tels découplages, et cette impossibilité de dissocier les signaux utiles des signaux parasites est très gênante.

II. — Amplificateur à couplage direct.

1° Principe de mesure.

Il existe deux procédés généraux pour mesurer un courant continu faible.

— Le premier consiste à introduire une résistance en série dans le circuit et à mesurer la différence de potentiel à ses bornes. Pour que la différence de potentiel soit appréciable, il faudra une résistance de haute valeur ; par exemple avec 10^{-11} A, on placera 10^{10} Ω si l'on veut 1/10 de volt.

— Le deuxième procédé, qui est doué d'une sensibilité considérable consiste à introduire un condensateur en série dans le circuit et à mesurer la vitesse de variation de la tension à ses bornes ; on a

$$I = C\frac{dV}{dt}$$

Il reste donc maintenant à regarder de quelle façon peut être constitué le voltmètre qui doit servir à mesurer la tension aux bornes de l'élément, résistance ou capacité.

2° Lampe électromètre.

A première vue, un tube électronique ordinaire constitue un système électrostatique, et si l'on charge la grille d'une triode en la portant à un certain potentiel par rapport à la cathode, lorsqu'on isole ensuite la grille, celle-ci devrait rester chargée au potentiel initial ; le courant anodique de la lampe pourrait donc traduire ce potentiel.

En fait, lorsqu'il s'agit de mesurer des courants très faibles nécessitant l'utilisation de résistances supérieures à 10^9 Ω, les lampes classiques ne peuvent convenir, à cause du manque d'isolement de la grille, et du courant grille excessif, qui modifient les conditions apparentes du circuit d'entrée.

2.1. *Isolement.*

En effet, même en position « isolée », la grille d'une lampe présente une résistance apparente se

(1) Communication présentée en séance de section à la Société des Radioélectriciens le 19 mai 1958.

composant de l'isolement proprement dit (c'est-à-dire, lorsque le filament de la lampe est froid) et de la résistance interne de l'espace grille cathode définie par $\rho_{gc} = \frac{dV_g}{dI_g}$, expression dans laquelle V_g et I_g sont respectivement la différence de potentiel entre grille et cathode, et le courant grille.

Les lampes « électromètres » ont l'avantage de présenter des résistances d'isolement supérieures à 10^{15} Ω, et moyennant le choix d'un point de fonctionnement convenable, des courants grille de l'ordre de 10^{-14} A ; dans ces lampes on peut donc admettre que l'isolement est si grand, que la résistance apparente d'entrée de la lampe est constituée par ρ_{gc} seul.

2.2. *Courant grille.*

La caractéristique de courant grille d'une lampe électromètre typique est représentée par la figure 1.

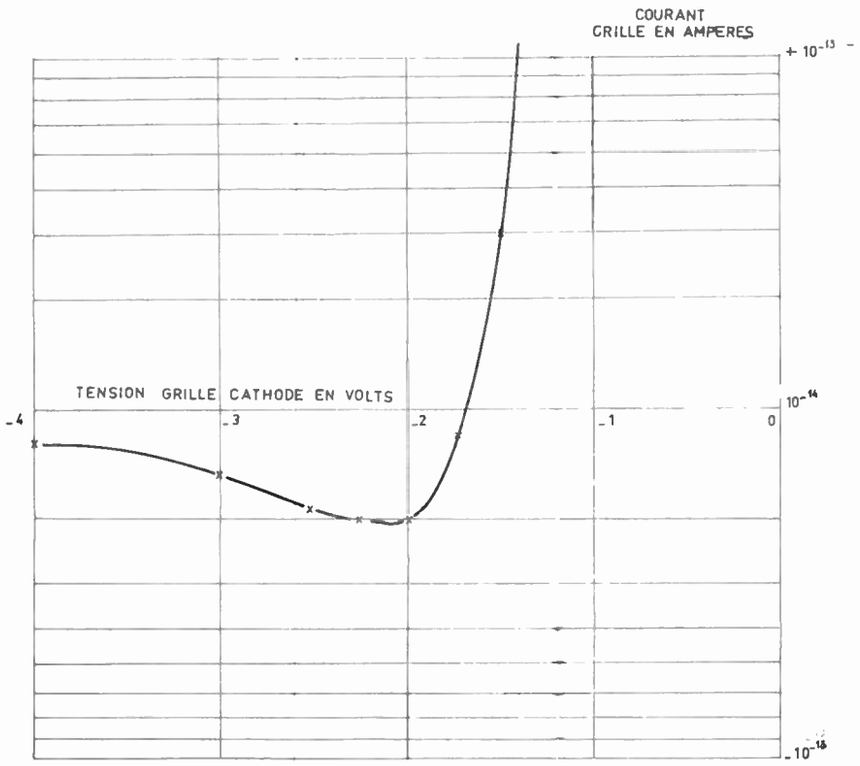


FIG. 1. — Caractéristique typique de courant grille d'une lampe électromètre, ici une triode Victoreen VX 55 à tension anodique 7 volts.

Le courant grille est la somme de plusieurs courants partiels que l'on peut diviser en deux parties :

— une partie I_{g1} produite par les électrons qui, émis par la cathode, parviennent à la grille.

— une partie I_{g2} produite par les électrons émis par la grille par photoémission et émission thermoionique, et par les ions positifs qui, émis par la cathode ou résultant de l'ionisation des gaz résiduels contenus dans la lampe, parviennent à la grille.

Le courant I_g est égal à $I_{g1} - I_{g2}$; il est négatif pour des polarisations de grille négatives relativement grandes, et positif pour des polarisations de grille négatives et petites.

Si la grille de la lampe n'est pas connectée à un circuit extérieur, le potentiel de la grille se fixe à une valeur stable V_{fl} pour laquelle, la grille est dite flottante, et le courant grille nul (c'est-à-dire $I_{g1} = I_{g2}$).

2.3. *Gain en courant.*

Nous avons vu que la mesure peut s'effectuer en évaluant la variation du courant anodique de la lampe due à la variation de la tension d'entrée sur la grille. Il faut noter qu'en plaçant, entre la haute tension et l'anode de la lampe, un microampèremètre de faible résistance interne, la pente de la lampe n'est pratiquement pas modifiée quand le courant anodique varie ; par conséquent, le circuit peut être caractérisé par la pente de la lampe

$$p = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

2.3.1. *Avec une résistance de mesure.* C'est le schéma le plus simple qu'on puisse imaginer (fig. 2).

$\Delta V_g = \mathcal{R} I$, $\mathcal{R}$ étant la résistance apparente

d'entrée du circuit et I le courant à mesurer ; on voit que l'amplification en courant soit $x = \frac{\Delta I_a}{I}$ est égale à $p\mathcal{R}$.

Cette relation montre que pour augmenter la sensibilité de l'appareil on peut augmenter $\mathcal{R}$ ou p.

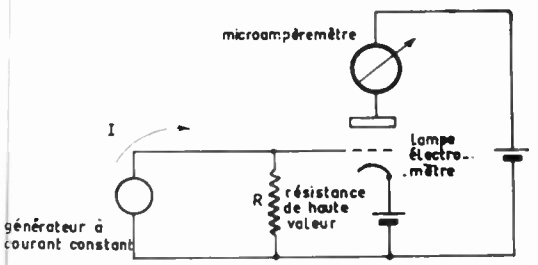


Fig. 2. — Schéma de principe du procédé de mesure par résistance de haute valeur.

Augmentation de $\mathcal{R}$.

$\mathcal{R}$ désignant la résistance apparente d'entrée est tel que $\frac{1}{\mathcal{R}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{\rho_{gc}}$ ou R représente la résistance matérielle qu'on place éventuellement à l'entrée.

Il est possible d'augmenter $\mathcal{R}$ — soit en augmentant ρ_{gc} par le choix d'un point de fonctionnement convenable ; il existe par exemple une tension V_g pour laquelle la courbe $I_g = f(V_g)$ admet un minimum autour duquel I_g varie très peu — soit en augmentant R ; on ne peut cependant augmenter R au-delà de toute limite parce que les résistances supérieures à 10^{13} Ω sont déjà assez instables, et parce que cela conduit à admettre des constantes de temps élevées du fait de la présence des capacités parasites (qu'on peut réduire à une seule de valeur γ disposée en parallèle sur R). L'expression dynamique du courant dans $\mathcal{R}$ est

$$i = I\ (1 - e^{-t/R\gamma})$$

et l'expression dynamique du gain en courant

$$x = \frac{\Delta I_a}{I} = \frac{\Delta I_a}{i} \cdot \frac{i}{I} = p\mathcal{R}\ (1 - e^{-t/(\mathcal{R}\gamma)})\ ;$$

R étant $\ll \rho_{gc}$, $\mathcal{R} \simeq R$ et l'équation devient

$$x = pR\ (1 - e^{-\frac{t}{(\mathcal{R}\gamma)}})$$

2.3.2. *Avec un condensateur de mesure* (Fig. 3) et pour des petites variations telles que ρ_{gc} puisse

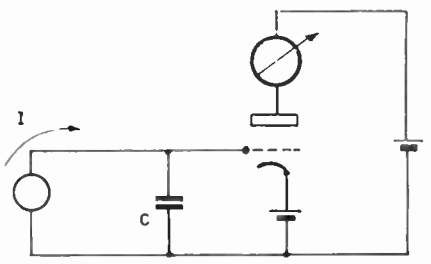


Fig. 3. — Schéma de principe du procédé de mesure par condensateur d'intégration.

être considéré comme constant, on peut appliquer également la relation générale donnant x, puisqu'il y a toujours une capacité *inhérente* au principe et une résistance parasite ;

$$\text{on a } \mathcal{R} \simeq \rho_{gc} \text{ ; donc } x = p\rho_{gc}\ (1 - e^{-\frac{t}{\gamma\rho_{gc}}})$$

La constante de temps $\gamma\rho_{gc}$ étant en général très grande, il est facile de limiter la durée de la mesure à une valeur t telle qu'on puisse faire l'approximation :

$$x = p\frac{t}{\gamma}.$$

Pour augmenter la sensibilité il faudra ici encore augmenter la pente p.

Augmentation de p.

Dans les deux cas de mesure, nous avons vu que la sensibilité est accrue si l'on augmente la pente de la lampe.

Malheureusement, le courant grille d'une lampe est en général proportionnel à sa pente, et on sait qu'il est une source d'erreur.

D'autre part, dans le montage simple que nous avons décrit, la valeur de p est moins importante que sa stabilité. Or, la pente d'une lampe est définie en grande partie, par l'espace grille cathode et par la puissance amenée à la cathode. Ce dernier point est même un élément essentiel dans la stabilité des amplificateurs à couplage direct ; les variations de température de la cathode font varier le travail de sortie de la surface de la cathode, et modifient par là, les vitesses initiales des électrons émis ; ceci se manifeste par une variation de polarisation de la grille, à peu près proportionnelle à la variation de la tension de chauffage de la lampe, cause principale des fluctuations de la température cathodique. Nous reparlerons tout à l'heure de ce problème.

Notons pour l'instant que, si l'on désire effectuer des mesures avec des dérives très inférieures à 1 mV/h les amplificateurs à couplage direct ne sont plus des appareils convenables ; la méthode d'amplification qui vient à l'esprit consiste à utiliser un amplificateur alternatif, et pour cela à moduler le courant continu à mesurer.

3° Amplificateur a plusieurs étages.

Pour de faibles excursions de tension de la grille, et avec un microampèremètre sensible, le circuit simple précédent est assez satisfaisant ; mais dans de nombreux cas de mesure industrielle, on doit être assuré *d'une bonne linéarité* avec des excursions de courant suffisantes, et on désire pouvoir actionner *un appareil robuste* donc assez peu sensible.

Ces deux exigences peuvent alors être satisfaites en ajoutant une ou deux lampes au circuit ; on

branche une résistance dans le circuit anodique de la lampe électromètre à la place du microampèremètre, et on mesure les variations de la différence de potentiel à ses bornes par un voltmètre à lampes. En procédant ainsi, on traite le tube électronique en amplificateur de tension ; en fait, le gain qu'on obtient dans des conditions de courant grille faible est en général inférieur à l'unité ; le tube électromètre joue donc plutôt le rôle d'un élément de couplage adaptateur d'impédance, tandis que les étages intermédiaires sont amplificateurs de tension.

Pratiquement, c'est en effectuant une contre-réaction qu'on améliorera la linéarité du circuit comme nous allons le voir.

Abandonnons maintenant le montage de mesure par intégration qui correspond plutôt à une utilisation de laboratoire et limitons-nous à la mesure par résistance de haute valeur.

III. — Contre-réaction.

A la suite des diverses remarques faites jusqu'ici, on peut dire que lorsque l'appareil de mesure fonctionne à partir de variations de la tension développée aux bornes d'une résistance placée à l'entrée, il est essentiel que :

3.1.1 son impédance d'entrée soit supérieure à cette résistance,

3.1.2 le gain de l'amplificateur soit constant (c'est-à-dire indépendant des caractéristiques des lampes, de leurs conditions de chauffage et d'alimentation en H.T.),

3.1.3 le courant grille soit aussi faible ou plutôt aussi constant que possible (dans le montage que nous avions envisagé, la tension grille variant avec le courant à mesurer, le courant grille détermine une erreur variable avec les conditions à l'entrée),

3.1.4 la constante de temps de la mesure soit en général aussi faible que possible,

3.1.5 la dérive soit aussi faible que possible ; or, en ne tenant compte que de la dérive e_d due à la première lampe, on trouve à la sortie une tension Ae_d c'est-à-dire e_d multiplié par le gain.

Dans tout ce qui suit, le gain $|A|$ est toujours $\gg 1$.

Considérons donc un appareil dont le gain A en boucle ouverte est grand et appliquons une contre-réaction par le prélèvement d'un potentiel βV_s auquel on porte la base de la résistance de haute valeur placée à l'entrée (Fig. 4).

Lorsque $\beta = 0$, on retrouve le seul cas examiné jusqu'ici et lorsque $\beta = 1$, la contre-réaction est totale, c'est un mode de fonctionnement très utilisé.

Quel que soit β on peut écrire :

$$\beta V_s + RI = \frac{V_s}{A}$$

$$V_s \left(\frac{1}{A} - \beta\right) = RI$$

$$V_s = \frac{A}{1 - A\beta} RI$$

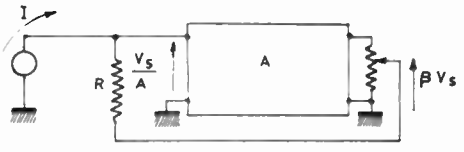


Fig. 4. — Schéma bloc-diagramme d'un amplificateur avec contre réaction de taux β appliquée à la résistance de mesure.

$$\text{pour : } \beta = 0,\ V_s = ARI$$
$$\beta = 1,\ V_s = -RI$$

Dans ce dernier cas, l'amplificateur fonctionne en détecteur de zéro et ajuste sa tension de sortie à la valeur RI. Plus le gain est grand, plus l'identification des deux tensions est rigoureuse.

3.2.1. *Impédance d'entrée* (fig. 5).

Soit X la résistance d'isolement du conducteur d'entrée (générateur et récepteur compris). Selon le schéma représenté, l'appareil complet est d'autant meilleur que le rapport i_x/I est petit.

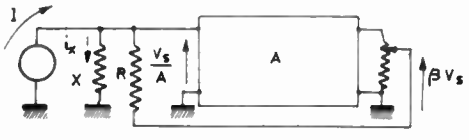


Fig. 5. — Schéma bloc-diagramme d'un amplificateur muni d'une contre-réaction, et tenant compte de la résistance de fuite à l'entrée ; la contre-réaction diminue l'impédance d'entrée.

Sans calculer le rapport i_x/I, on peut voir que puisque la tension d'entrée de l'amplificateur avec contre-réaction est $|A|$ fois plus petite que la tension d'entrée de l'amplificateur sans contre-réaction, le courant dérivé dans la résistance parasite X est $|A|$ fois plus petit.

D'ailleurs, d'après la relation $V_s = \frac{ARI}{1 - A\beta}$, on peut dire que d'une façon générale, la tension de sortie est la même que si l'on avait (fig. 6) une résistance de mesure $\frac{R}{1 - A\beta}$ à l'entrée d'un amplificateur de gain A, et pas de contre-réaction.

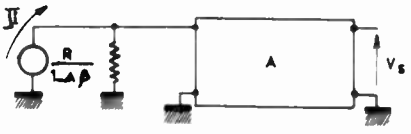


Fig. 6. — Schéma bloc-diagramme équivalent au schéma de la figure 4.

On voit donc que l'impédance d'entrée de l'appareil est $\frac{R}{1 - A\beta}$ et il est évidemment plus facile de réaliser un isolement de la borne d'entrée qui soit $\gg \frac{R}{1 - A\beta}$ plutôt que $\gg R$.

3.2.2. *Linéarité.*

On a montré que $V_s = \frac{A\,RI}{1 - A\beta}$.

équation qu'on peut écrire $V_s = -\frac{RI}{\beta}$ si $|A\beta| \gg 1$.

On voit que dans ces conditions V_s est indépendant du gain de l'amplificateur et en particulier de ses variations.

Soit $\frac{dV_s}{V_s}$ la variation relative de V_s résultant d'une variation relative $\frac{dA}{A}$ du gain.

On peut écrire :

$$\frac{dV_s}{V_s} = \frac{dA}{A} + \frac{\beta\,dA}{1 - A\beta} = \frac{dA}{A}\left(\frac{1}{1 - A\beta}\right) ;$$

Pour $\beta = 0$, on a

$$\left(\frac{dV_s}{V_s}\right)_{\beta = 0} = \frac{dA}{A} .$$

Définissons alors un coefficient d'amélioration vis-à-vis des variations du gain, soit

$$\frac{dV_s}{V_s} \Big/ \left(\frac{dV_s}{V_s}\right)_{\beta = 0} ;$$

$$\frac{\dfrac{dV_s}{V_s}}{\left(\dfrac{dV_s}{V_s}\right)_{\beta = 0}} = \frac{1}{1 - A\beta} \simeq \left|\frac{1}{A\beta}\right| \text{ si } |A\beta| \gg 1.$$

Ainsi, avec un appareil muni d'une contre-réaction, l'erreur relative commise sur la mesure, dûe aux variations du gain, est négligeable si $|A\beta|$ est très supérieur à 1 ; elle est $|A\beta|$ fois plus petite que celle résultant d'une mesure avec un appareil sans contre-réaction.

3.2.3. *Erreur due à la variation du courant grille.*

Dans le montage sans contre-réaction, nous avons signalé que le courant grille de la première lampe, s'écoulant dans la résistance placée à l'entrée, se superpose dans la mesure au seul courant utile. Il serait certes possible de compenser sur l'appareil de lecture l'indication due au courant grille, par un décalage mécanique ou électrique du zéro. Cependant une telle correction ne serait valable que pour un courant grille déterminé ; or, ce courant dépend des conditions de fonctionnement de la lampe, et particulièrement de sa tension grille dont nous avons vu qu'elle dépendait dans ce montage, du courant à mesurer. Ainsi, une correction de ce type n'est-elle pas satisfaisante.

L'amplificateur à contre-réaction n'est pas quant à lui, affecté de ce défaut ; en effet, bien que le courant grille s'y manifeste directement dans la lecture effectuée en sortie, du moins ce courant reste-t-il à peu près constant, la grille de la première lampe n'ayant qu'une très faible excursion de tension. Il suffit pour en juger rapidement, de rappeler que $V_e = V_s/A$; si l'on admet raisonnablement que V_s peut atteindre 100 volts au maximum, l'excursion de tension de la grille n'est que 10 mV avec un amplificateur de gain 10 000.

3.2.4. *Constante de temps.*

On suppose que l'amplificateur à couplage direct a une bande passante infinie, la bande passante du système complet n'étant alors limitée que par le circuit d'entrée (fig. 7).

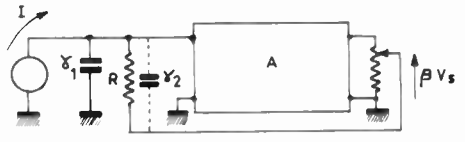


Fig. 7. — Schéma bloc-diagramme d'un amplificateur muni d'une contre-réaction, et tenant compte des capacités à l'entrée ; la contre-réaction diminue la constante de temps due à γ_1, mais ne modifie pas celle due à γ_2.

γ_1 représente la capacité parasite du conducteur d'entrée (générateur et récepteur compris).

Etant donné que la résistance d'entrée est $\frac{R}{1 - A\beta}$, en ne tenant compte que de la capacité γ_1, la constante de temps est $\frac{R\gamma_1}{1 - A\beta}$

c'est-à-dire : pour $\beta = 0$, $R\gamma_1$

pour $\beta = 1$, $\frac{R\gamma_1}{|A|}$

La constante de temps est donc divisée par $|A|$ avec contre-réaction totale.

Il faut cependant noter qu'en fait, la constante de temps est quelque peu plus grande que celle que nous venons de trouver ; il existe inévitablement en effet, une capacité parasite de quelques pF aux bornes de R, soit γ_2.

Comme nous avons vu que la contre-réaction diminue l'impédance d'entrée, cela signifie qu'aux

bornes de la résistance d'entrée $\frac{R}{1 - A\beta}$, nous avons ici la capacité γ_1 et, en plus, la capacité $\gamma_2 (1 - A\beta)$. Ainsi, la constante de temps est

$$\frac{R}{1 - A\beta} [\gamma_1 + \gamma_2 (1 - A\beta)] = R \left(\frac{\gamma_1}{1 - A\beta} + \gamma_2 \right) ;$$

pour $\beta = 0$, $R (\gamma_1 + \gamma_2)$

pour $\beta = 1$, $R \left(\frac{\gamma_1}{|A|} + \gamma_2 \right)$ et $R \gamma_2$ est irréductible.

3.2.5. *Dérive.*

Il est facile de voir que la dérive rapportée à l'entrée est exactement celle qui apparaît à la sortie lorsqu'il y a une contre-réaction totale.

IV. — Dérive.

Nous avons déjà montré l'importance de la dérive dans un amplificateur à couplage direct.

Voyons maintenant comment s'introduit cette dérive dans une lampe électronique.

On trouve dans les manuels d'électronique l'expression du courant anodique de charge spatiale d'une triode à électrodes parallèles planes, lorsqu'on tient compte de la vitesse initiale des électrons ; cette expression est de la forme (1) :

$$I_a = K \left[V_g - \Phi_g + E_T \log_e \frac{AST^2}{I_a} + \frac{V_a - \Phi_a + E_T \log_e \frac{AST^2}{I_a}}{\mu} \right]^{3/2}$$

où

V_a est la tension appliquée entre l'anode et la cathode.

V_g est la tension appliquée entre la grille et la cathode.

Φ_a est le travail de sortie pour le métal constituant l'anode.

Φ_g est le travail de sortie pour le métal constituant la grille.

$E_T = kT/\varepsilon$

T = température absolue de la cathode.

S = surface de la cathode.

A est une constante.

(1) On suppose que la vitesse initiale dans le potentiel minimum est nulle.

K est approximativement une constante.

$E_T \log_e \frac{AST^2}{I_a}$ est la valeur de $\Phi_k - u_{min}$ avec

Φ_k donné par $I_s = AST^2 e^{-\frac{\Phi_k}{E_T}}$

u_{min} donné par $I_a = I_s e^{\frac{u_{min}}{E_T}}$

Tout se passe donc (fig. 8) comme si des tensions additionnelles étaient placées en série avec les tensions appliquées de l'extérieur, de sorte que les polarisations ne sont pas simplement V_a et V_g ; le schéma peut alors être le suivant :

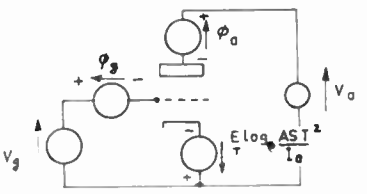


Fig. 8. — Schéma de principe montrant comment les tensions additionnelles correspondant à la dérive modifient les polarisations apparentes des électrodes.

Nous étudierons successivement les perturbations apportées par des variations de T, Φ_g et Φ_a.

1° Le courant anodique dépend de T.

4.1.1. — Variations de la tension de chauffage.

L'expression donnant le courant montre que I_a dépend de T et aussi de V_g ; il est donc possible de traduire l'influence d'une variation de T par la variation de V_g qui produirait le même effet sur le courant anodique. On écrit pour cela :

$$\frac{\partial I_a}{\partial V_g} dV_g = \frac{\partial I_a}{\partial T} dT ;$$

le calcul donne approximativement dV_g proportionnel à dT, et même dV_g *proportionnel à* dE, si l'on désigne par dE une petite variation de la f. e. m. de la source de chauffage.

Ce résultat tient compte du fait que la résistance du filament n'est pas linéaire et dépend peu du rapport de cette résistance à celle de la source de chauffage.

4.1-2. — Les variations de température de la cathode peuvent résulter de variations de la température ambiante ; celles-ci sont transmises à la cathode d'une façon qui dépend du rapport des pertes par conduction aux pertes par rayonnement $\frac{K_2 (T_k - T_0)}{K_1 (T_k^4 - T_0^4)}$.

La variation dT_k est de l'ordre de $\frac{1}{5}\,dT_0$, et ce rapport est différent d'un tube à l'autre.

Dans les tubes électromètres, on prend des précautions spéciales pour qu'il soit relativement indépendant des perturbations mécaniques infligées au tube.

1.1.3. — Les variations de la résistance ou de la position du filament déterminent aussi des variations de la température cathodique. Sur un enregistrement de la tension de sortie d'un amplificateur à couplage direct, il n'est pas rare en effet d'observer des paliers séparés par des « marches d'escalier » d'un temps de montée de plusieurs secondes ; en étudiant en même temps la stabilité de la résistance du filament, on a pu établir que les deux types de variation étaient concomitants.

2° Les potentiels d'extraction Φ_g et Φ_a évoluent dans le temps à cause de l'évaporation du métal de la cathode venant se déposer sur les électrodes ; cette évolution dépend des conditions d'utilisation passée et présente de la cathode (notamment de sa température) ; c'est ainsi qu'après un vieillissement d'une centaine d'heures dans les conditions normales de chauffage, on constate une réduction considérable de la dérive, alors qu'au bout du même temps, des lampes sous-chauffées continuent d'avoir une dérive notable. Dans le cas d'une triode, c'est en général la variation de Φ_g qui est importante, mais l'effet est le même.

3° Enfin la stabilité du courant anodique est également fonction des stabilités des tensions appliquées de l'extérieur : V_g et V_a.

On peut dire que le comportement d'une lampe au cours du temps est pratiquement imprévisible, tant il est soumis à un nombre important de paramètres et à l'histoire elle-même du tube.

Naturellement, dans ce domaine, on ne peut indiquer de règles immuables, et, limiter la dérive à 1mV/h n'a de sens qu'en fonction des mesures que l'on attend de l'appareil.

Les montages sont d'ailleurs très nombreux qui permettent de réduire plus ou moins la dérive d'un amplificateur à couplage direct, mais la plupart sont basés sur les caractéristiques des lampes, elles-mêmes sujettes au vieillissement.

Exemple de circuit a faible dérive.

Une méthode d'un usage assez général dans les amplificateurs à couplage direct des machines analogiques, consiste à injecter en permanence dans l'amplificateur une tension de correction fournie par un amplificateur sans dérive.

Considérons un amplificateur à contre-réaction totale dans lequel le gain du premier tube est supposé assez grand pour que la majeure partie de la dérive apparaissant en sortie provienne de ce tube. On peut représenter le schéma selon la figure 9 ; la dérive y est représentée par l'addition d'une tension e_d.

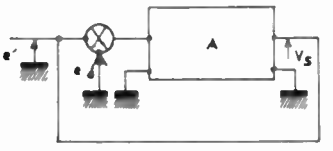


Fig. 9. — Schéma bloc-diagramme d'un amplificateur à contre-réaction totale dont l'élément de mesure a été court-circuité, et montrant l'injection apparente de la dérive e_d.

— Supposons qu'on fasse le zéro de l'appareil, en court-circuitant la résistance de haute valeur.

Soit e' la tension du conducteur d'entrée, on écrit facilement :

$$V_s - e' = 0,$$

or,
$$e' + e_d = \frac{V_s}{A} \simeq 0.$$

donc
$$e' = -e_d$$

et
$$V_s = -e_d\ .$$

Ces expressions montrent comment se transmet la dérive à la sortie et indiquent que le potentiel du conducteur d'entrée traduit exactement la dérive.

Si V_s est égal à $-e_d$, c'est notamment parce que e' est égal à $-e_d$.

Si cependant on s'arrange pour avoir :

$$\text{non pas } e' = -e_d$$

$$\text{mais} \qquad e' = -\frac{e_d}{\alpha} \text{ où } \alpha \gg 1,$$

le résultat sera très satisfaisant.

Pour cela, il suffit d'amplifier e' (fig. 10) dans un amplificateur de gain α ; pour vérifier que $e'\,\alpha$ est bien égal à $-e_d$, on fait la différence entre ces deux tensions, soit $(e'\,\alpha + e_d)$, on l'amplifie dans

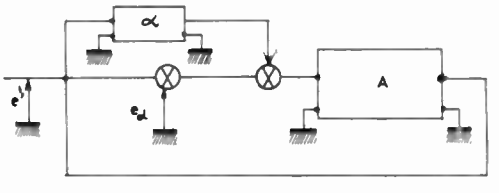


Fig. 10. — Schéma bloc-diagramme d'un amplificateur à contre-réaction totale, et à dérive divisée par l'amplificateur secondaire α.

l'appareil de gain A et la sortie de l'amplificateur A réagit sur e' jusqu'à ce que cette différence soit nulle.

Il faut évidemment que l'amplificateur α soit lui-même sans dérive ; on utilise alors un appareil à modulation (soit vibreur, soit C. V.) avec démodulateur synchrone en sortie, la bande passante

étant par ailleurs largement suffisante pour les tensions de dérive.

Lorsque l'amplificateur α a une dérive ε_d (fig. 11), on doit écrire selon le schéma ci-dessous :

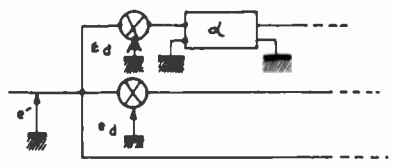


Fig. 11. — Schéma bloc-diagramme partiel de l'appareil représenté par la figure 10, où l'on tient compte de la dérive propre de l'amplificateur α.

$$(e' + \varepsilon_d)\,\alpha + e_d = 0$$

$$e' = -\frac{e_d}{\alpha} - \varepsilon_d$$

Si $\frac{e_d}{\alpha} \ll \varepsilon_d$ la dérive à la sortie est : $e' = -\varepsilon_d$.

L'ordre de grandeur des dérives réduites qu'on peut obtenir de cette façon est 0,1 à 1 mV par 24 heures.

V. — Considérations technologiques.

1° Nous savons que, d'une façon simple, l'amplificateur de mesure constitue un voltmètre branché aux bornes de la résistance de haute valeur, et que l'application d'une contre-réaction confère à ce montage certaines qualités indispensables. Chaque fois que l'appareil de lecture en sortie est éloigné du piquage d'entrée, la liaison doit s'effectuer sous impédance relativement basse, si l'on ne veut pas être gêné par *les isolements* et *les capacités des conducteurs*, le ronflement dû aux inductions de fréquence industrielle ou de tout autre champ parasite. Il est donc naturel d'envisager la décomposition de l'appareil en deux parties :

— l'amplificateur principal,

— et un préamplificateur situé au plus près du piquage, jouant le rôle d'élément de couplage adaptateur d'impédance.

2° Une particularité peu commode du calcul d'un amplificateur à couplage direct réside dans le fait que les couplages entre étages doivent être tels que la grille d'un tube soit maintenue négative par rapport à sa cathode, compte tenu de sa liaison à l'anode du tube précédent ; ce problème ne se pose pas dans les amplificateurs à liaisons par transformateur ou résistance-capacité car le découplage en continu est total. Si d'autre part, les cathodes des lampes sont à chauffage direct, il devient délicat de chauffer les tubes à partir d'une source commune. Certes, théoriquement il est toujours possible d'arranger les diverses polarisations au moyen de piles ; mais, à moins qu'il s'agisse de réaliser un appareil portatif, l'alimentation est fournie par le secteur.

3° Courant grille.

Selon ce que nous avons dit du courant grille des lampes électromètres, ces lampes doivent être utilisées avec de faibles valeurs de tensions positives afin de réduire le courant (négatif) de grille dû à l'ionisation ; en effet, quel que soit le vide qu'on ait pu réaliser à l'intérieur de la lampe, il reste toujours des molécules de gaz dans l'enveloppe ; or, la pression de gaz résiduel varie dans le temps selon la température de la cathode, ce qui entraîne que le courant d'ionisation est sujet aux mêmes variations. Comme celui-ci est par ailleurs directement lié aux potentiels positifs existants dans le tube, c'est en réduisant ces potentiels qu'on amènera le courant négatif de grille à un niveau tel que ses fluctuations ne soient pas significatives.

A ce mode de fonctionnement correspond en général pour l'étage contenant la lampe électromètre, un gain en tension inférieur à l'unité ; c'est ainsi que les conditions de dérive et de microphonie sont tout aussi importantes dans le second étage que dans l'étage d'entrée.

L'obligation où l'on se trouve d'employer des tensions positives faibles, met d'ailleurs en évidence l'intérêt que présente pour des lampes électromètres le contrôle par « répartition de courant » entre l'anode et une grille de charge spatiale ; pour des petites tensions de même ordre de grandeur appliquées à ces électrodes, il est possible d'obtenir des courants cathodiques sensiblement plus importants qu'avec la disposition habituelle où l'anode (et l'écran) n'agissent qu'à travers la grille négative de commande.

D'autre part, en ce qui concerne le courant grille, il est toujours préférable de faire fonctionner les lampes électromètres à l'abri de la lumière, afin d'éviter la formation des courants d'origine photoélectrique.

4° Isolement.

En ce qui concerne l'isolement dans les lampes électromètres, il est obtenu par l'emploi de céramique ou de quartz ; l'utilisateur doit donc prendre les plus grandes précautions dans la manipulation. Ces lampes dont l'enveloppe est traitée par le constructeur, sont livrées sous emballage spécial, et on ne doit les saisir que par les extrémités des sorties d'électrodes ; une simple empreinte de doigt à l'endroit des sorties réduit considérablement l'isolement. Si l'on veut reconstituer l'isolement, on doit alors effectuer un nettoyage soigné à l'alcool et un séchage prolongé ; d'autre part, il est possible de préserver cet isolement d'une atmosphère relativement humide, par un siliconage de l'enveloppe, opération à laquelle sont en principe soumises les lampes de fabrication.

Ces précautions sont également applicables pour tous les éléments qui doivent être inclus dans le circuit de grille, en particulier les résistances de

haute valeur, les condensateurs ou les commutateurs ; ces derniers doivent même être éliminés du circuit de grille, à moins de nécessité absolue.

La plupart des lampes modernes sont de format subminiature ; grâce aux petites dimensions qui permettent de placer la lampe tout près de la source de courant, et à l'absence de culot, on évite une perte d'isolement, et on diminue les capacités et les risques de mauvais contact générateurs de potentiels de contact variables.

S'il est impossible de disposer le préamplificateur à l'endroit du piquage, on peut, à la rigueur, faire la connexion au moyen d'un câble blindé court et à haut isolement ; mais un tel montage s'avère très microphonique.

5° Commutations.

Le problème de la remise à zéro de l'amplificateur consiste du point de vue technologique à court-circuiter à distance la résistance de haute valeur avant d'ajuster les conditions de fonctionnement électronique qui déterminent une déviation nulle de l'appareil de lecture ; l'opération s'effectue pratiquement, soit au moyen de petits relais électromagnétiques blindés en carter de mumétal, et munis de contacts à très haut isolement, soit au moyen de relais thermiques spéciaux à cet usage et de construction semblable à celle des lampes électromètres (citons V X 10 de Victoreen).

Ces relais thermiques sont également utilisés pour la commutation à distance des résistances de haute valeur, selon l'ordre de grandeur des courants à mesurer.

6° Cas des courants continus très faibles.

Lorsqu'on mesure des courants continus très faibles, des phénomènes supplémentaires interviennent, qui limitent la sensibilité. Ainsi doit-on éviter les contraintes qui, s'exerçant sur les isolants au contact de la borne d'entrée, provoquent un écoulement temporaire de charges : à ce point de vue, les isolants se comportent diversement selon leurs dimensions et leur nature ; il est également important de soustraire le circuit sensible à l'action des sources radioactives qui se traduit par un courant parasite résultant par exemple d'une contamination α, ou même de l'ionisation locale par des rayonnements durs (γ durs, cosmiques).

BIBLIOGRAPHIE

[1] Earnshaw — Heater voltage compensation for D.C. Amplifiers. *Electronic Engineering*, vol. 29. n° 347. Janv. 1957, pp. 31-35.

[2] Kandiah and Brown — High gain D.C. Amplifiers. *Proceedings of the I.E.E.* vol 99. Part. II. n° 70. Aug. 1952.

[3] Laboratoires Derveaux — Notice d'utilisation de l'amplificateur à courant continu type ACC-2. Licence Commissariat à l'Energie Atomique.

[4] S.E. Miller — Sensitive D.C. Amplifier with A.C. Operation. *Electronics*, vol. 14. Nov. 1941, p. 27.

[5] Rogozinski — Lampes électromètres. Techniques générales du Laboratoire de Physique, vol. II, pp. 143-180.

[6] L.A. Vallet-Cerisier — Amplificateurs à courant continu. Techniques de l'Ingénieur.

[7] C.M. Verhagen — A survey of the limits in D.C. Amplification. *Proceedings of the I.R.E.* Vol. 41. n° 5. May 1953, pp. 615-630.

[8] J.A. Victoreen — Electrometer tubes for the measurement of small currents. *Proceedings of the I.R.E.* Waves and Electrons Section. Vol. 37. n° 4. April 1949, pp. 432-441.

[9] J. Weill — Cours de Génie Atomique. Vol. 2. Commissariat à l'Energie Atomique.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

LES FAISCEAUX HERTZIENS EN FRANCE

Liaisons hertziennes de télévision.

La carte de la figure 1 montre les liaisons hertziennes utilisées par la R.T.F. pour la transmission de ses programmes de télévision ou le transit de programmes en provenance d'autres pays européens, ces liaisons s'intégrant dans le réseau général d'« Eurovision ».

Rappelons que les principales liaisons hertziennes de télévision en France ont été réalisées en matériel GDH 101* entre Paris et Lille (juin 1953), Paris et Strasbourg (décembre 1953), Paris et Lyon (octobre 1954), en matériel GDH 103* entre Paris et Caen (juillet 1956, avec prolongement jusqu'à Rennes et Nantes en avril 1957), Lyon et Marseille (septembre 1956, une liaison provisoire ayant fonctionné sur ce trajet dès décembre 1954), et en matériel FHT 4003* entre Marseille et Cannes (septembre 1956), Bourges et Bordeaux (décembre 1957).

Par rapport à la carte que nous avons publiée dans le numéro de janvier 1958 de l'Onde Electrique, les extensions du réseau de faisceaux hertziens de télévision sont les suivantes :

La liaison unilatérale Bourges-Bordeaux avec dérivation vers le Puy-de-Dôme a été doublée par une seconde liaison réversible sur le même trajet, ce qui permet d'incorporer dans les programmes de la R.T.F. des reportages provenant des régions de Bordeaux, Limoges ou Clermont-Ferrand. Cette liaison est équipée en matériel FHT 4003 construit par la Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T.).

De même, la mise en service de la liaison de retour Caen-Mont-Pinçon-Paris permet la transmission de programmes de télévision originaires de Normandie (telle la messe de minuit retransmise à Noël 1958 depuis le Mont Saint-Michel). Cette liaison est équipée en matériel GDH 103 construit par la Compa-

* Le matériel équipant la liaison Dijon-Strasbourg a été décrit dans le numéro d'avril-mai 1952 de l'Onde Electrique.

Le matériel GDH 101 a été décrit dans les numéros d'avril-mai 1952 et de novembre 1954 de l'Onde Electrique.

Les matériels GDH 103, FHT 4003, PDH 102 et SAH 12-201, ont été décrits dans le numéro de novembre 1957 de l'Onde Electrique.

Le matériel équipant la liaison Lille-Folkestone sera décrit dans un prochain numéro de l'Onde Electrique.

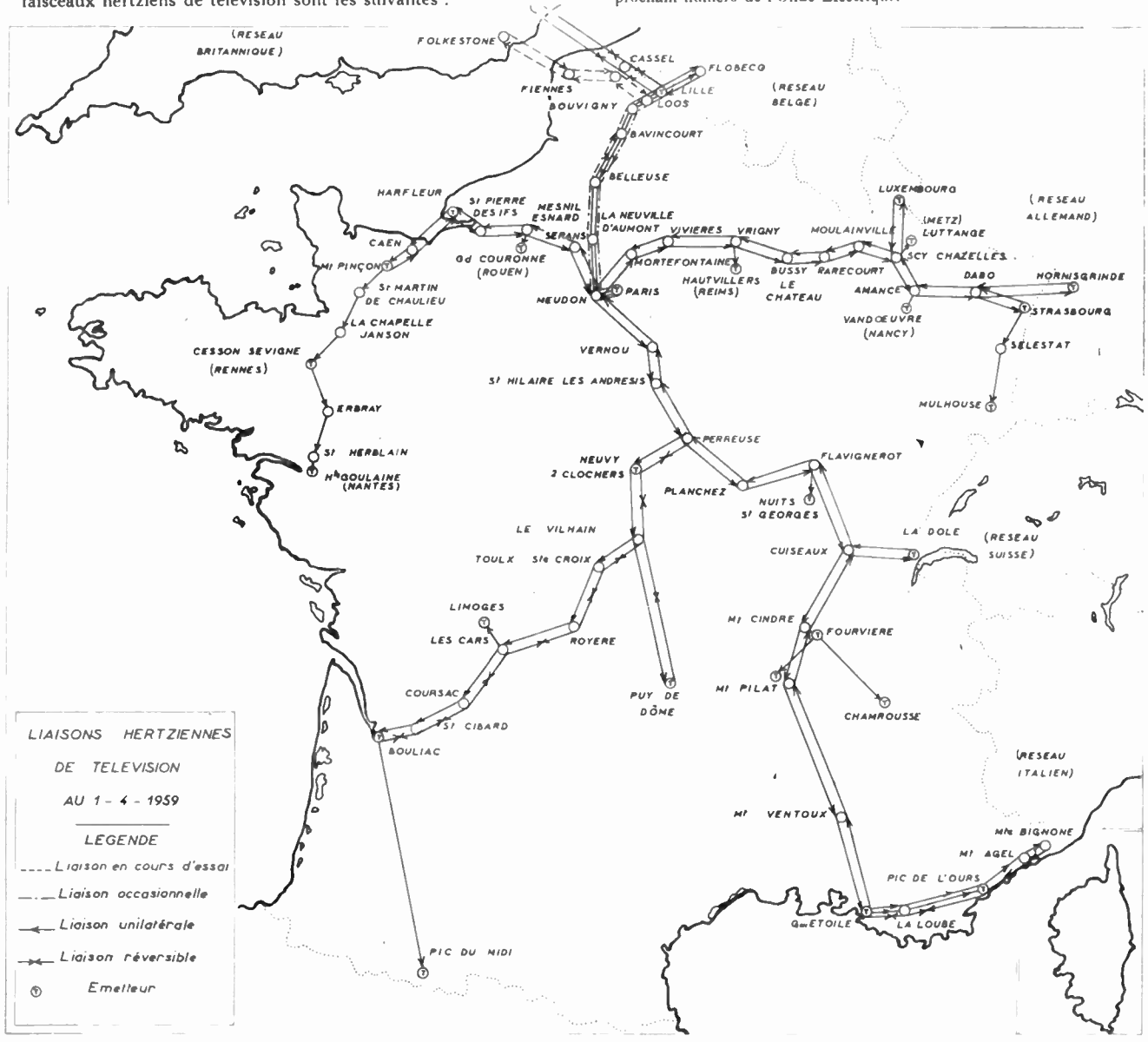


FIG. 1.

gnie Générale de T.S.F. (C.S.F.) et la Société Anonyme de Télécommunication (S.A.T.).

Une liaison bilatérale a été mise en service entre Cuiseaux, station relais entre Dijon et Lyon, et la Dôle, station de télévision de Suisse romande ; cette liaison est réalisée en matériel GDH 103 construit par C.S.F., et se raccorde à la liaison GDH 101 Paris-Lyon sans démodulation, par une simple transposition entre les fréquences intermédiaires, qui sont centrées respectivement sur 105 MHz pour le système GDH 101 et 70 MHz pour le système GDH 103.

Le même système de transposition en fréquence intermédiaire est utilisé à la station de Perreux pour raccorder à l'artère bilatérale Paris-Lyon, la liaison Bourges-Bordeaux elle aussi bilatérale.

Ce système de transposition est également utilisé sur les liaisons unilatérales qui alimentent les émetteurs de la R.T.F. situés à proximité des liaisons hertziennes GDH 101 : un émetteur à transposition type GDH 103 construit par C.S.F. est situé dans la station P.T.T., un récepteur type FHT 4003 construit par T.R.T. dans la station R.T.F. Des dérivations mixtes de ce type ont été mises en service en 1958 entre Flavignerot (station P.T.T. de Dijon-Mont-Affrique) et Nuits-Saint-Georges (station R.T.F. de la région de Dijon), ainsi qu'entre Vrigny et Hautvillers (station R.T.F. de la région de Reims).

Enfin une liaison hertzienne bilatérale de télévision est en cours d'essai entre Lille et Folkestone ; elle sera prochainement mise en service et prolongée par un câble coaxial entre Folkestone et Londres, la conversion de définition se faisant à Folkestone pour les signaux destinés à la Grande-Bretagne. Les équipements sont construits par la Société L.M.T.* ; ils comportent dans chaque sens une liaison de secours qui pourra être exceptionnellement utilisée pour la transmission simultanée d'un deuxième programme.

Indiquons également qu'une liaison Limoges-Toulouse en matériel FHT 4003 construit par T.R.T. est en cours d'installation.

Liaisons hertziennes de téléphonie à grande distance.

Le premier faisceau hertzien français de téléphonie mis en service en 1947 entre Grasse et la Corse, et réalisé par la Société Française Radioélectrique (S.F.R.) a été modernisé en 1953 et comporte actuellement 3 liaisons bilatérales à 24 voies téléphoniques dans la bande 70-87,5 MHz ; il a été prolongé en 1956 jusqu'à Bouzizi près de Bône (Algérie) par l'intermédiaire de deux stations intermédiaires situées en Sardaigne, ce prolongement comportant deux liaisons bilatérales à 24 voies : la section Sardaigne-Algérie est, comme la section Grasse-Corse, au-delà de la visibilité directe et fonctionne également dans la bande 70-87,5 MHz ; quant aux deux sections intermédiaires, en visibilité directe, elles utilisent la bande 400-470 MHz.

Le faisceau hertzien Dijon-Strasbourg* réalisé par S.F.R. a fonctionné de 1951 à 1956. Il transmettait 60 voies en modulation de fréquence dans la bande 235-280 MHz et a rendu d'appréciables services pour la desserte téléphonique de Strasbourg, le câble Paris-Strasbourg étant alors saturé. Après la mise en service d'un câble coaxial et d'un canal de faisceau hertzien Paris-Stras-

* Voir la note de la page 338.

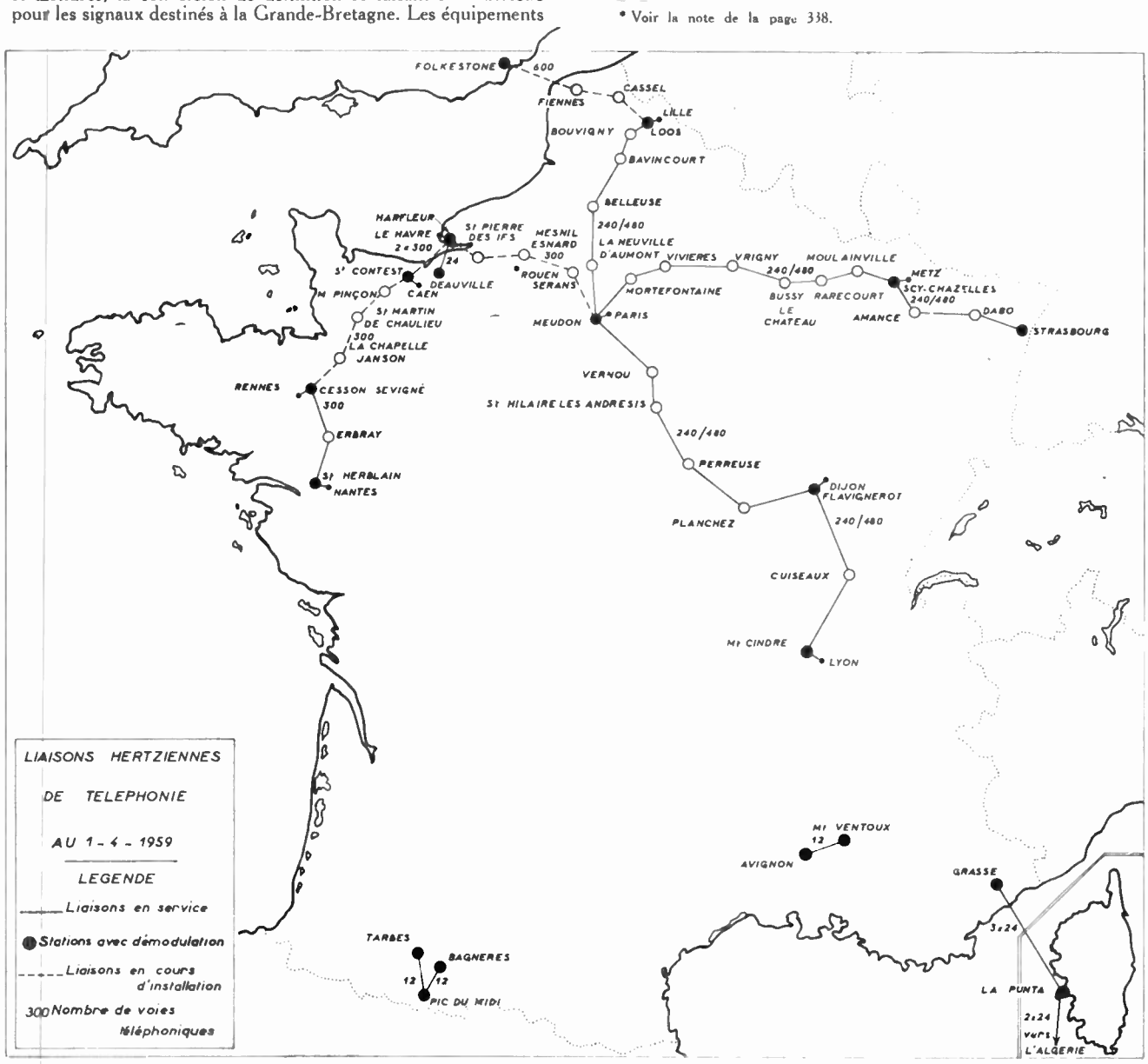


FIG. 2.

bourg, l'exploitation du faisceau hertzien Dijon-Strasbourg a dû être interrompue, la bande de fréquences dans laquelle il fonctionne n'étant plus actuellement attribuée, en Europe occidentale, aux faisceaux hertziens. Cependant les équipements sont maintenus en état de fonctionnement pour pouvoir assurer éventuellement une liaison temporaire de secours.

Le premier faisceau hertzien téléphonique à large bande a été mis en service en 1955 entre Paris et Lille, sur un canal type GDH 101 identique à celui qui transmet la voie de télévision, dans la bande 3 500-4 000 MHz ; il transmet normalement 240 voies téléphoniques, mais peut transmettre jusqu'à 480 voies. Un troisième canal radioélectrique est utilisé habituellement comme secours du canal téléphonique, avec commutation automatique en cas de défaut du canal normal, mais il peut occasionnellement servir à la transmission d'un deuxième programme de télévision.

Un canal de téléphonie à 240/480 voies a également été mis en service en 1957 sur les liaisons hertziennes Paris-Lyon (acec démodulation à Dijon) et Paris-Strasbourg (avec démodulation à Metz). Les équipements radioélectriques GDH 101 ont été construits par C.S.F.

Sur la liaison Paris-Normandie-Bretagne équipée en matériel GDH103 qui fonctionne dans la bande 3 800 - 4 200 MHz, sont prévus plusieurs canaux de 300 voies téléphoniques : la liaison entre Rennes et Nantes, comportant un canal de 300 voies en service et un canal de secours, avec commutation automatique en cas de défaut, a été mise en service en juin 1958 ; une liaison identique entre Paris et Caen est en cours d'installation, puis suivront les liaisons Caen-Rennes et Caen-Le Havre. Les équipements radioélectrique GDH103 sont construits par C.S.F. et S.A.T.

La carte de la fig. 2 montre l'ensemble des liaisons hertziennes de téléphonie.

Liaisons régionales de téléphonie.

Alors que les faisceaux hertziens à grande distance transmettent des multiplex à répartition en fréquence (système à courants porteurs) comme les câbles souterrains, l'Administration des P.T.T. utilise pour les faisceaux hertziens régionaux à petit nombre de voies (12 ou 14 voies) un système à répartition dans le temps (multiplex à impulsions), ce qui conduit à des équipements d'extrémité plus simples et moins coûteux. Le système actuellement utilisé est un multiplex à impulsions modulées en position (système SAH 12-201*) associé à des équipements radioélectriques dans la bande 6 900 - 7 400 MHz (type PDH102*) avec modulation en fréquence de la porteuse radioélectrique.

Ce système est surtout utilisé pour raccorder au réseau téléphonique les points difficilement raccordables par câble : la première liaison de ce type a été mise en service en mars 1955 entre Bagnères de Bigorre et le Pic du Midi, puis ont été réalisées les liaisons Avignon-Mont Ventoux (décembre 1957) et Tarbes-Pic du Midi (octobre 1958). La liaison Avignon-Mont Ventoux avait été initialement équipée à 6 voies, compte tenu du petit nombre d'abonnés au Mont Ventoux ; elle a été complétée à 12 voies en juillet 1958, ce qui a permis la transmission des reportages radiodiffusés lors de l'étape du Mont-Ventoux du Tour de France 1958. D'autre part, l'adjonction d'un bloc de relais a permis de raccorder directement les abonnés du Mont-Ventoux sur le commutateur automatique d'Avignon. Le matériel radioélectrique et multiplex est de conception simple et robuste, ce qui lui permet de fonctionner sans surveillance, avec une maintenance bimensuelle (quelquefois mensuelle pendant l'hiver). Les équipements radioélectriques PDH102 sont construits par C.S.F. et les équipements multiplex SAH12/201 par la Compagnie Industrielle des Téléphones (C.I.T.). Pour la liaison prototype Bagnère de Bigorre - Pic du Midi, l'ensemble des équipements, radioélectriques et multiplex, avait été réuni dans un seul bâti de hauteur 2,64 m. Pour accroître la souplesse d'exploitation, on fabrique actuellement dans des bâtis de hauteur 1,70 m d'une part les équipements radioélectriques PDH102, qui peuvent être aussi utilisés pour d'autres transmissions (voie de télévision, multiplex image-son de télévision, multiplex à 6 voies de modulation sonore), d'autre part, les équipements multiplex pour 12 voies téléphoniques, 2 bâtis à 12 voies pouvant être associés pour former un multiplex à 24 voies.

* Voir la note de la page 338.

COMMUNIQUÉS

ÉLECTRAMA

Exposition Générale des Industries de la Construction Électrique et des Applications de l'Électricité dans le monde moderne

Cette exposition générale se tiendra dans le Palais du C.N.I.T., au Rond-point de la Défense, du 12 au 28 juin 1959. Plus de 500 entreprises participeront à cette importante manifestation qui couvrira un espace de 40 000 m².

Dans sa conférence de presse, tenue le 12 février 1959, M. Henry DAVEZAC, Vice-Président délégué du Syndicat Général de la Construction Electrique a précisé que non seulement des matériels seraient exposés mais qu'également des « thèmes fonctionnels » illustreraient quelques grandes applications de l'Electricité. On peut citer notamment les thèmes suivants.

L'Electricité de France présentera le Cycle de l'Electricité depuis la production de l'énergie dans les centrales jusqu'à la Distribution. Elle reconstituera, en particulier, un poste à 400 000 volts avec ses disjoncteurs, transformateurs et sectionneurs.

La S.N.C.F. présentera l'évolution des locomotives électriques au cours de ces dernières années jusqu'à l'utilisation actuelle du courant industriel dans la traction électrique, ainsi que le développement de l'électronique dans la signalisation, la télécommande et les télécommunications.

Les Charbonnages de France reconstitueront un « front de taille » qui illustrera la part sans cesse accrue de l'équipement électrique dans les travaux du fond.

La Défense Nationale présentera des installations de radars, des fusées et toute une gamme des plus récents appareils de télécommunications.

Le Commissariat à l'Energie Atomique exposera, pour la première fois en France, une pile atomique du type « piscine » en fonctionnement. Cette présentation mettra en évidence la part importante des équipements électriques et électroniques dans les fabrications nucléaires.

Le C.N.R.S. illustrera l'apport des dernières techniques électrique et électroniques dans le développement de la recherche scientifique.

M. DAVEZAC espère qu'un vaste public sera attiré par le caractère spectaculaire de la plupart des présentations : disjoncteurs géants de 525 000 volts commandés par l'U.R.S.S., rotors de 40 tonnes, locomotives ultra-modernes, microscope protonique, télescope électronique, radars en fonctionnement, pile atomique, etc.

Au cours de sa conférence de presse, M. DAVEZAC a rappelé également quelques chiffres qui soulignent l'importance de la construction électrique en France : 263 000 personnes (180 000 ouvriers et 83 000 collaborateurs, cadres et techniciens) — 850 milliards de chiffre d'affaires.

IVe CONGRÈS INTERNATIONAL D'ÉLECTROTHERMIE

*Le IVe Congrès International d'Electrothermie qu'*organise l'Union Internationale d'Electrothermie se tiendra à Stresa (Italie) du 25 au 29 Mai 1959.

Les organisateurs ont déjà enregistré l'inscription de plus de 600 Congressistes, représentant 22 pays.

Le nombre des rapports qui seront discutés atteint 200. Ces rapports sont en cours d'impression et seront publiés dans un volume qui paraîtra peu après le Congrès.

Pour tous renseignements, s'adresser à :
UNION INTERNATIONALE D'ELECTROTHERMIE
14, rue de Staël, — PARIS, XVe — (Tél. SEG 08.68).

OFFRES D'EMPLOI

O. 126. — Importante Société
ELECTRONIQUE recherche INGÉNIEUR qualifié
études appareils Mesure et Contrôle
susceptible occuper poste adjoint
Chef des Etudes Situation d'avenir
R.D. 17, rue Périer — MONTROUGE (Seine).

O. 127. — Usine Nord recherche bon contremaître électricien si possible avec notions électroniques. Ecrire Onde Electrique N° O. 127.

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 2e trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La gérante : Mme Chiron.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

39e ANNÉE - N° 386
MAI 1959
PRIX : 400 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

NATIONAL BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
JUL 30 1959

Les nouveaux équipements de bord transistorisés (Radio Compas et Sondeurs altimétriques) réalisés par la C.S.F.

Dans ce numéro :

Système de poursuite automatique sur informations discontinues, J. CLERGUE. — Brouillage des images de télévision par les signaux parasites, L. GOUSSOT. — Réémetteurs de télévision C.S.F., M. BOXBERGER. — Réémetteurs de télévision C.F.T.H., M. NADEAU. — Problèmes pratiques relatifs à l'insertion de signaux types dans l'effacement vertical en télévision, J. TASSO. — Oscillateurs à quartz de haute stabilité, P. VOVELLE. — Pilote à haute stabilité : le synchro-compteur, L. BERMAN. — Conden-
[illegible] APRÈS

Le Silicium **PÉCHINEY** est très pur. Il est fabriqué dans l'atmosphère de haute montagne des Alpes.

Vente : **U C L A F** Département B

35, boulevard des Invalides - Paris-7e - Sol. 93-28

Ref. U.i-42

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **MAI 1959** **N° 386**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Système de poursuite automatique sur informations discontinues	J. Clergue	345
Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites	L. Goussot	352
Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil	M. Boxberger	362
Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Française Thomson-Houston, 300 milliwatts (TH-T 669) et 3 watts (TH-T 670)	M. Nadeau	368
Problèmes pratiques relatifs à l'insertion de signaux types dans l'effacement vertical en Télévision	J. Tasso	374
Perfectionnement aux oscillateurs à quartz de haute stabilité	P. Vovelle	385
Un pilote à haute stabilité : le synchro-compteur	L. Berman	392
Condensateurs au tantale à électrolyte solide	R. Aries	399
Activités et vie de la Société		402
Frédéric Joliot-Curie		404
Nouveaux membres		405
Informations :		
Documentation technique		409
Communiqués		418

Sur notre couverture :

Le sondeur altimétrique AM 220 fonctionnant entre 0 et 10 000 pieds. Une version AM 220 II spécialement destinée aux hélicoptères donne une précision meilleure que 3 pieds aux basses altitudes. Poids : 8 kg.

Le Radio-compas RC 232, entièrement transistorisé, permettant l'utilisation instantanée de l'une de ses 4 fréquences préréglées (le préréglage peut être fait en vol).
Ce radio-compas ne pèse que 6,7 kg.

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL, DÉPARTEMENT TÉLÉCOMMUNICATIONS AIR, 30, rue Greffulhe - LEVALLOIS-PERRET (Seine).

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs.*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, **3 700 F** ; Etranger **4 100 F** — Prix de ce numéro : **400 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. SURDIN	M. LABEYRIE
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO-ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivités	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux . . . . . +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique.**

RÉSUMÉS DES ARTICLES

SYSTÈME DE POURSUITE AUTOMATIQUE SUR INFORMATIONS DISCONTINUES, par M. CLERGUE, *Ingénieur Chef de Service à la Société Nouvelle d'Electronique.* Onde Electrique de mai 1959 (pages 345 à 351).

Dans cet article, l'auteur fait la description générale d'un ensemble de poursuite automatique de buts aériens à partir des informations fournies par un radar de couverture plane.

Il est traité :

— de l'utilisation et des performances obtenues sur échos réels dans un système d'exploitation simple ;

— des possibilités opérationnelles données par le matériel et de son emploi éventuel en association avec un ensemble complexe.

LE BROUILLAGE DES IMAGES DE TÉLÉVISON PAR LES SIGNAUX PARASITES, par L. GOUSSOT, *Ingénieur en chef des Télécommunications.* Onde Electrique de mai 1959 (pages 352 à 361).

L'image de télévision peut être perturbée par des signaux parasites. Ces signaux peuvent se classer en trois catégories, parasites récurrents, parasites erratiques continus et parasites erratiques discontinus. Des essais statistiques permettent de déterminer les rapports entre les caractéristiques du parasite et l'importance subjective de la perturbation qu'il produit. C'est le cas en particulier pour les parasites sinusoïdaux dont la gêne peut être traduite par des réseaux de courbes d'égale gêne. Ces résultats permettent de définir des circuits de pondération dont l'usage a été codifié par les Comités internationaux C.C.I.R. et C.C.I.T.T. Il faut noter l'importance des définitions et des méthodes de mesure pour éviter toute erreur d'interprétation des résultats.

LES RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE de T.S.F., par M. BOXBERGER, *Ingénieur au Département Etudes Télévision de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de mai 1959 (pages 362 à 367).

La dernière étape de l'établissement d'un réseau de Télévision est la couverture des « zones d'ombre » qui, du fait de leur situation géographique défavorable, ne peuvent être desservies par les émetteurs principaux.

La solution à ce problème réside dans l'emploi de réémetteurs qui diffusent les signaux reçus d'un émetteur principal sur un autre canal sans démodulation intermédiaire.

On passe en revue les différentes solutions possibles pour la constitution du réémetteur, en fonction d'une part du standard de Télévision pour lequel il est prévu d'autre part de la position respective des canaux d'émission et de réception.

On termine par la description de deux réémetteurs pris dans la gamme des appareils produits par la Compagnie Générale de T.S.F.

LES RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION DE LA COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON. — 300 MILLIWATTS (TH-T669) ET 3 WATTS (TH-T670), par M. NADEAU, *Ingénieur au Service « Emetteurs » de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique de mai 1959 (pages 369 à 373).

Les caractéristiques que doivent nécessairement présenter les réémetteurs de télévision prévus pour être installés à titre définitif et fonctionner sans surveillance, posent des problèmes bien particuliers, tant du point de vue technique proprement dit que du point de vue de la sécurité de fonctionnement. De plus, il importe de rendre possible un très grand nombre de combinaisons de canaux de réception et d'émission, en bande I et III.

Les solutions adoptées pour satisfaire ces exigences sont, en particulier : la transposition directe du canal de réception au canal d'émission sans interposition de moyenne fréquence, l'emploi de cavités résonnantes miniaturisées et, lorsque les puissances mises en jeu l'exigent, la séparation des voies Image et Son au moyen de systèmes coaxiaux à anneaux hybrides.

PROBLÈMES PRATIQUES RELATIFS A L'INSERTION DE SIGNAUX TYPES DANS L'EFFACEMENT VERTICAL EN TÉLÉVISION, par J. TASSO, *Ingénieur à la Société La Radiotechnique.* Onde Electrique mai 1959 (pages 374 à 384).

Ces notes commencent par une description de deux procédés simples de séparation des trames paires et impaires, ce qui permet de doubler la place réservée aux signaux types.

Puis sont considérées les méthodes de repérage du début des signaux à l'émission et à la réception, par un système de comptage et par un sélecteur de lignes, respectivement.

Enfin, suit une énumération des différents procédés de fabrication de signaux.

PERFECTIONNEMENT AUX OSCILLATEURS A QUARTZ DE HAUTE STABILITÉ, par P. VOVELLE, *Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique mai 1959 (pages 385 à 391).

Les oscillateurs à quartz de haute stabilité doivent actuellement satisfaire à des exigences accrues en ce qui concerne l'encombrement et les conditions d'emploi mécaniques et thermiques.

L'article décrit les coupes de quartz les plus appropriées et rappelle les modèles d'oscillateurs et de thermostats les plus stables.

Il donne un aperçu de réalisations récentes dont les performances montrent l'importance des progrès réalisés en ce domaine et indique les perspectives d'avenir ouvertes aux oscillateurs à quartz très stables.

UN PILOTE A HAUTE STABILITÉ : LE SYNCHRO-COMPTEUR, par L. BERMAN, *Directeur Technique de la Société Radio-Air.* Onde Electrique de mai 1959 (pages 392 à 398).

L'avènement des liaisons à B.L.U. sans porteuse a posé le problème du pilote variable de haute précision. En effet, la précision de fréquence requise pour une liaison, est au maximum de 50 c/s et les pilotes actuels : stabilidyne, I.G.O., piézo-variateur, ne peuvent plus être utilisés, car leur précision est de quelques centaines de cycles.

Les systèmes provisoires à rattrapage de fréquences seront éliminés par les avantages inhérents aux pilotes à haute stabilité : Veille calée, rapidité de la liaison, difficulté de goniométrage, conservation du timbre, sûreté de la liaison, élimination de l'erreur personnelle.

On s'est imposé un minimum de manipulations de fréquences afin d'éviter les interférences indésirables qui doivent être réduites à 60 dB. Ainsi, la fréquence synchronisante est obtenue après quatre mélanges, tandis que la fréquence synchronisée est obtenue après deux mélanges pour l'émetteur et sans mélange pour le récepteur.

Le pilote à haute stabilité se compose de trois ensembles :

— Un oscillateur de référence avec ses diviseurs donnant une précision de 5.10^{7}.

— Une boucle B.F. couvrant une plage de 100 kc/s quantifiée de kc/s en kc/s, introduisant une erreur de 0,5 c/s ;

— Une boucle H.F. couvrant la plage de 1,5 à 24 Mc/s et quantifiée de 100 kc/s en 100 kc/s et n'introduisant aucune erreur.

Les deux boucles synchronisées par les fréquences émises des diviseurs sont mises en série et produisent n'importe quel nombre à 5 décimales (3 pour la boucle HF et 2 pour la boucle BF).

Le verrouillage de chaque boucle est obtenu par un discriminateur de phase qui assujettit l'oscillateur à l'aide d'un tube à réactance.

L'ensemble est télécommandé à distance à partir d'un compteur unique à cinq chiffres et le temps requis pour obtenir une fréquence est compris entre 2 et 20 s.

SUMMARIES OF THE PAPERS

PRACTICAL PROBLEMS IN CONNECTION WITH THE INSERTION OF TEST SIGNALS IN THE VERTICAL BLANKING PERIOD IN TELEVISION

by Jr Tasso, Ingénieur à la Société LA RADIOTECHNIQUE. Onde électrique, May 1959 (pages 374 to 384).

These notes begin with a description of two simple methods separating the odd and even fields thus doubling the space available for test signals.

Next, methods are considered for marking beginning of the signals at the transmitter and at the receiver, by a counting method and by a line selector respectively.

Finally, different methods of generating two signals are enumerated.

IMPROVEMENTS IN HIGH STABILITY QUARTZ CRYSTAL OSCILLATORS

by P. Vovelle, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil.* Onde Electrique mai 1959 (pages 385to 391).

High stability quartz crystal oscillators must, at the present time, satisfy exacting demands regarding space occupied and mechanical and thermal conditions to be encountered.

The article describes the most appropriate cuts in the quartz, and recalls the most stable types of oscillator and thermostats available.

An account of recent developments is given, in which the performance shows the importance of the progress made in this field. The future prospects of highly stable quartz crystal oscillators are discussed.

A HIGH STABILITY PILOT : THE SYNCHROCOMPTEUR

by L. Berman, *Directeur Technique de la Société Radio-Air.* Onde Electrique, May 1959 (pages 392 to 398).

The advent of single side-band systems with suppressed carrier has demanded a high precision variable frequency pilot. In fact the frequency precision required for such a system is at the maximum 50 c/s and existing pilots : stabilidyne, I.G.O. piezo-variateur cannot be used as their stability is of the order of hundreds of cycles.

Provisional systems of frequency correction will be eliminated by the advantages of high stability pilots : reliable supervision, speed of connection, conservation of pitch, reliability, elimination of personal errors.

A minimum number of frequency changes was demanded in order to avoid undesirable interference, which must be reduced to 60 dB. Thus the synchronising frequency is obtained after four frequency changes, whereas the synchronised frequency is obtained after two changing processes for the transmitter and none for the receiver.

The high stability pilot comprises three units :

— a reference oscillator and its dividers giving a precision of 5×10^7.

— an L.F. loop covering a range of 100 kc/s in kilocycle steps and introducing an error of 0.5 c/s.

— an H.F. loop covering a range of 1.5 to 24 Mc/s in 100 kc/s. steps and introducing no error.

The two loops synchronised by output frequencies of the dividers are operated in series and give any number up to 5 figures. (3 for the H.F. and 2 for the L.F. coupler).

The locking of each loop is obtained by a phase discriminator which adjusts the oscillator by the aid of a reactance tube.

The whole equipment is remotely controlled by means of a special 5 figure counter and the time required to obtain a frequency is between 2 and 20 seconds.

AUTOMATIC FOLLOWING SYSTEM FOR DISCONTINUOUS DATA,

by M. Clergue, *Ingénieur Chef de Service à la Société Nouvelle d'Electronique.* Onde Electrique, May 1959 (pages 345 to 351).

In this article the author gives a general description of an automatic following system of aerial targets actuated from information supplied by a plane coverage radar.

The following points are dealt with :

— the use and performance obtained on real echoes in a simple set up.

— the operational scope offered by the apparatus and its eventual use in association with a complex set up.

INTERFERENCE DUE TO PARASITIC SIGNALS ON TELEVISION PICTURES,

by L. Goussot, *Ingénieur en Chef des Télécommunications.* Onde Electrique, May 1959 (pages 352 to 361).

Television pictures may be marred by parasitic signals. These signals fall into three classes, pattern interference and either continuous or impulsive random noise. Statistical tests enable the relationship between the nature of the noise and the subjective disturbance it produces to be established.

In the particular case of sinusoïdal interference the annoyance can be presented by a family of curves of equal annoyance. These results permit the calculation of weighting networks, whose use has been standardised byt he CCIR and CCITT. It is very important to appreciate the definitions and methods of measurement in order to avoid any error in the interpretation of the results.

COMPAGNIE GÉNÉRALE T.S.F. TELEVISION RE-TRANSMITTERS (TRANSLATORS),

by M. Boxberger, *Ingénieur au Département Etudes Télévision de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, May 1959 (pages 362 to 367).

The last step in providing a Television service is covering the shadow zones, which, because of their unfavourable geographical situation, fail to receive an adequate signal from the main transmitters.

The solution of this problem is in the use of translators which re-radiate the received signal in a different channel without intermediate demodulators.

The different possible solutions for the design of such a translator are considered, partly from the point of view of the television standard for which it is intended, and partly from the point of view of the location of the send and receive channels.

A description is finally given of the two translators included in the range of products of the Compagnie Générale de T.S.F.

COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON TELEVISION RE-TRANSMITTER (TRANSLATORS) OF 300 MILLIWATTS (TH-T. 669) AND 3 WATTS (TH - T.670)

by M. Nadeau, *Ingénieur au Service « Emetteurs » de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique, May 1959 (pages 369 to 373).

The characteristics required of television translators intended for permanent installation and for unattended operation, involve special problems, partly from the point of view of technical features and partly from the point of view of reliability. Further, it is necessary to cater for a large number of combinations of send and receive channels in Bands I and III.

The designs adopted to satisfy these requirements are : direct transposition from receive to sending channel without change to intermediate frequency, the use of miniature resonant cavities, and, when the powers involved require it, the separation of the sound and vision by coaxial systems using hybrids.

WRH

SYSTÈME DE POURSUITE AUTOMATIQUE SUR INFORMATIONS DISCONTINUES

PAR

J. CLERGUE

Ingénieur Chef de Service
à la Société Nouvelle d'Electronique.

Introduction.

La densité de la circulation aérienne, la vitesse des appareils en constant accroissement, la nécessité pour des raisons économiques de croiser aux hautes altitudes posent des problèmes de contrôle aérien de plus en plus délicats à résoudre, pour lesquels les moyens d'exploitation classique ne permettent pas la rapidité d'exécution et la sécurité qui sont de règle dans ces opérations.

Dans le but d'améliorer la solution de ces problèmes la C.F.T.H. et la S.N.E. ont étudié et réalisé un ensemble de poursuite automatique pouvant être associé aux radars de veille existants.

Le système de poursuite sur informations discontinues peut être utilisé soit en auxiliaire permettant à un opérateur d'avoir les renseignements permanents sur la position et les évolutions d'un avion, soit comme partie d'un complexe à automatisme poussé dans lequel il devient le circuit de prise en charge et d'adresse d'un calculateur de route.

Son but est de fournir à cadence continue, les informations correspondant à un objectif aérien vu par le radar et pour lequel une prise en charge aura été exécutée manuellement ou automatiquement.

L'appareillage décrit permet de suivre simultanément 4 avions, ou groupes d'avions, distincts.

Principes généraux.

Le système utilise les informations du radar au niveau de la video et dans une application simple l'interconnexion avec l'E/R radar et les organes d'exploitation, est celle de la figure 1.

Un système de sélection élabore une fenêtre de grandeur déterminée dans laquelle doit se trouver l'écho. Au moment de l'apparition du signal il y a comparaison entre la position vraie de ce dernier et la position du centre de la fenêtre. Cette comparaison fournit une information utilisée pour l'extrapolation et le déplacement de la fenêtre.

Nous avons affaire à un asservissement de la classe des asservissements à correction périodique, dont le schéma de principe est donné figure 2.

L'information du radar, en coordonnées polaires, est transformée en coordonnées cartésiennes par un système de résolution du type resolver suivi d'une détection sensitive ou potentiomètre sinus-cosinus. Pour des questions d'économie et d'allègement, la solution potentiomètre a été choisie, on dispose d'un potentiomètre fonctionnel ayant une conformité de 1/1000e ce qui est suffisant pour les précisions demandées à l'appareil

L'axe du potentiomètre est asservi à la position de l'aérien avec une erreur toujours inférieure à dix minutes d'angle pour les mouvements habituels d'une antenne radar de veille.

Une base de temps de durée D (correspondant à la distance max. d'efficacité de la poursuite) démarrant en phase avec l'émission du radar, est modulée par les signaux de sortie du système de résolution.

Nous disposons en sortie des informations :

$$V_1 = K_1 D \sin \omega t$$

$$V_2 = K_1 D \cos \omega t$$

avec ω = vitesse_angulaire_de l'aérien

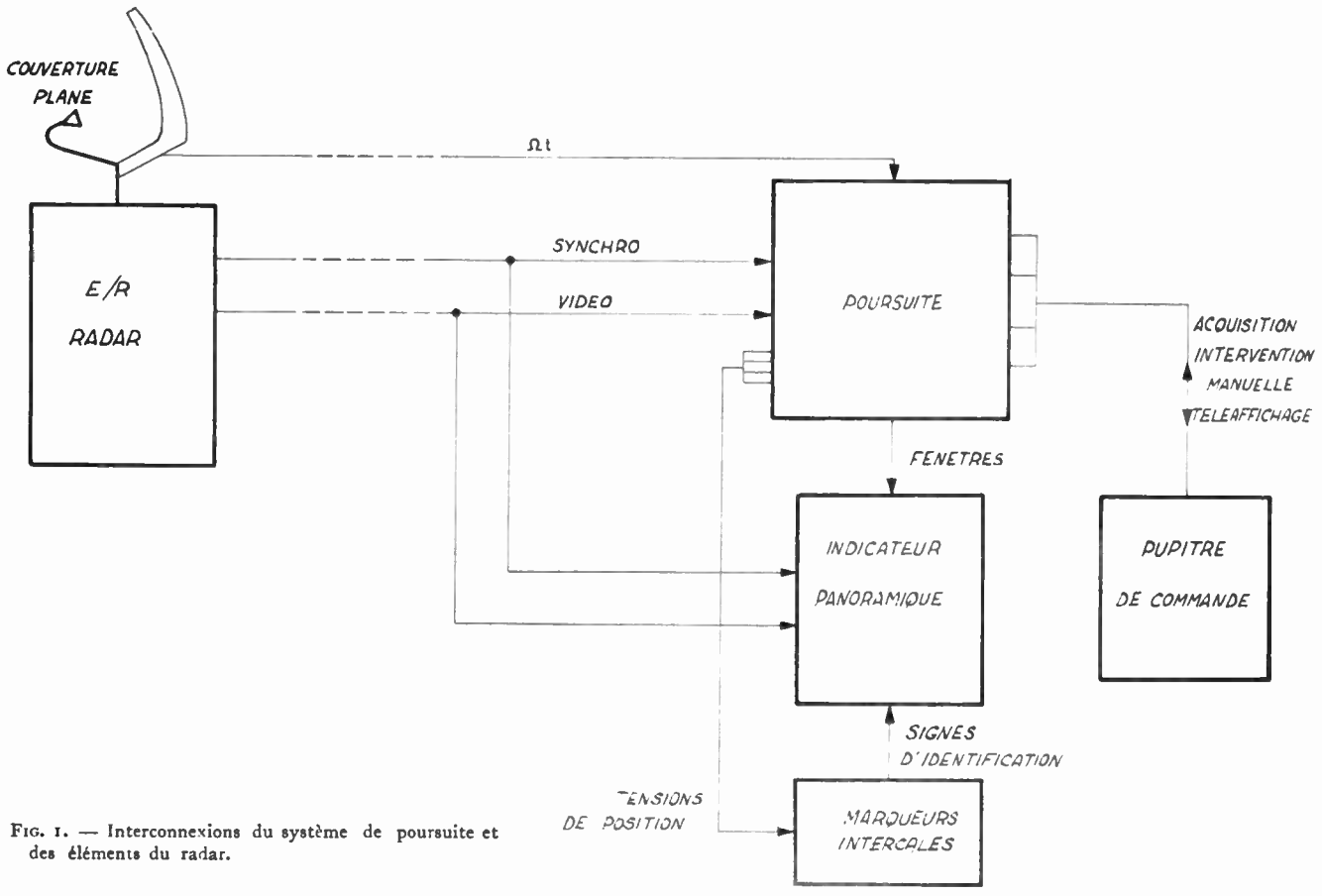


FIG. 1. — Interconnexions du système de poursuite et des éléments du radar.

réparties respectivement vers la chaîne d'asservissement X et Y.

Examinons le fonctionnement d'une seule chaîne, une boucle relative à un objectif étant constituée de deux chaînes identiques.

Le modulateur de temps comme dans tout asservissement a pour but de définir le temps auquel le phénomène doit avoir lieu. Il reçoit dans ce but l'information provenant de l'aérien d'une part et d'autre part celle provenant de l'extrapolation à la sortie de l'intégrateur de position.

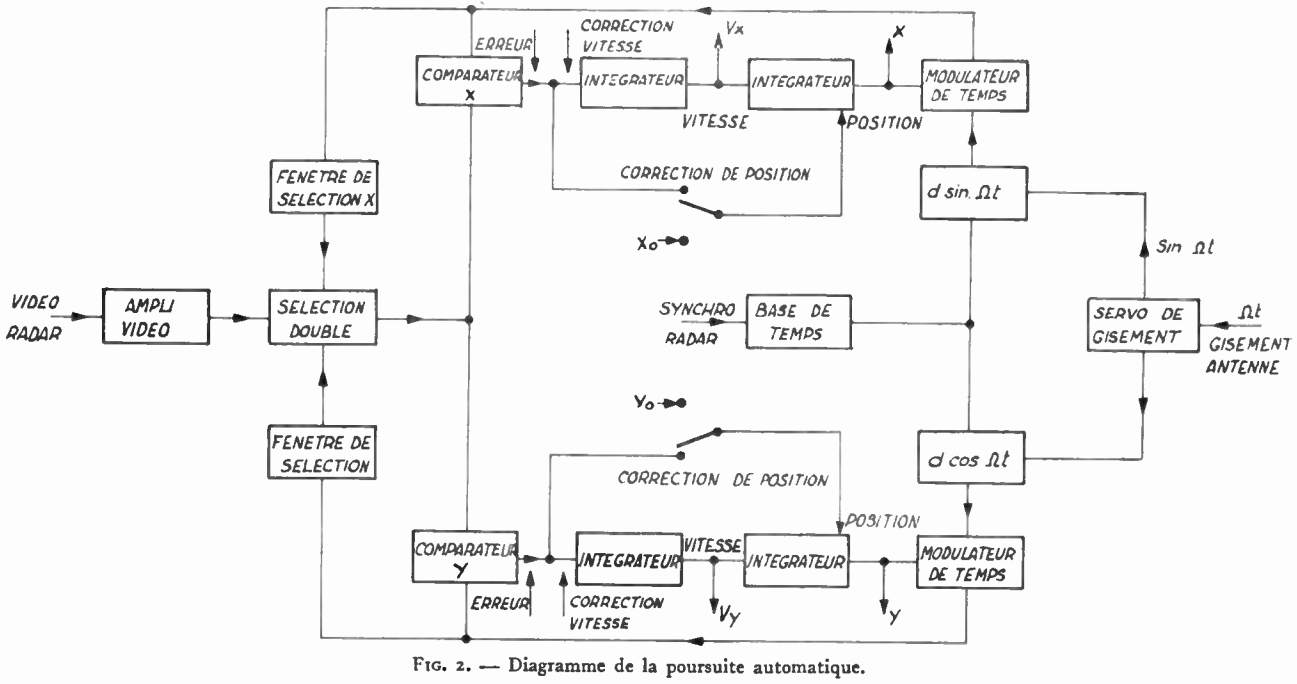


FIG. 2. — Diagramme de la poursuite automatique.

L'information fournie par l'intégrateur de position est de la forme :

$$v_1 = kx$$

x étant la valeur de la coordonnée considérée.

La comparaison de cette tension v_1 avec V_1 nous permet d'ouvrir une bande de sélection video en X et en l'additionnant à la bande de sélection en Y nous disposons d'une fenêtre en dehors de laquelle aucune information radar ne pourra être prise en considération par le comparateur.

Ce dernier donne par un moyen simple la valeur en grandeur et signe du décalage entre la position vraie du centre de l'écho et la position du centre de la fenêtre.

Cet écart permet de corriger d'une part la vitesse sur l'axe, d'autre part la coordonnée. Les valeurs de la vitesse et de la coordonnée sont données par des intégrateurs.

Le fonctionnement avec des informations à cadence lente, de l'ordre de plusieurs secondes, nous donne la possibilité de corriger après l'information ; l'opération est donc décomposée en deux temps courts par rapport à la période des informations.

Le premier temps, T_1 permet la lecture de l'erreur, il correspond à son stockage dans une mémoire courte.

Le deuxième temps, T_2 correspond au passage de l'erreur en mémoire longue et à la correction en position et vitesse de la grandeur de sortie.

L'utilisation des deux types de mémoires est nécessitée par le fait qu'une mémoire longue est difficile à commander avec des impulsions très courtes.

L'asservissement à double intégration utilisé est caractérisé par la valeur des deux paramètres :

α facteur de correction position

β facteur de correction en vitesse

Si la grandeur d'entrée est représentée par $E(t)$, la grandeur de sortie ou extrapolée par $S(t)$.
Elles seront à l'instant nT : $E(nT)$ et $S(nT)$

L'erreur est donnée par :

$$\varepsilon(nT) = E(nT) - S(nT)$$

La position va être corrigée de la valeur $\alpha\varepsilon(nT)$ et la vitesse exprimée par $\dfrac{dS(nT)}{dt}$ de la valeur $\dfrac{\beta}{T}\varepsilon(nT)$
T étant la période des informations.

Le calcul pour la détermination des paramètres optimum, tenant compte d'une erreur dynamique minimum et de l'aptitude du système à éliminer les fluctuations étrangères au signal vrai, nous a conduit à adopter des valeurs de α et β telles que :

$$0{,}5 < \alpha < 1$$
$$1 < \beta < 1{,}5$$

Le comparateur, d'un type original, permet à l'instant de la comparaison et dans la limite de la largeur de la bande de sélection, d'obtenir un signal conforme à celui de la figure 3.

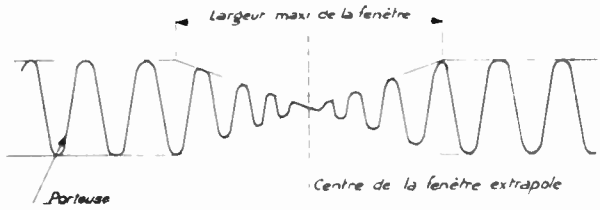


Fig. 3. — Elaboration de la fenêtre.

La fréquence de l'oscillation de la porteuse tient compte de la largeur de bande des informations radar de façon à éviter de faire une moyenne sur le bruit.

L'annulation et l'inversion de phase correspondent au centre de la fenêtre.

Pour chacune des réponses de l'objectif, il y aura prélèvement de la tension de crête de l'oscillation porteuse à l'aide d'un détecteur sensitif.

La valeur de cette tension est caractéristique du décentrement, le signe caractéristique de sa position par rapport à l'axe.

Une moyenne est faite entre ces informations et donnera l'écart entre la position du but et celle de la fenêtre.

Les réponses de l'objectif sont constituées par des signaux issus des signaux réels après ébasage dans un système à seuil variable réglé pour être à l'optimum de la probabilité de détection sans avoir une probabilité de fausse alarme incompatible avec une poursuite convenable.

Après élaboration de l'écart, ce dernier est envoyé vers le système de double mémoire et de mélangeur qui est équivalent à un intégrateur.

En effet, l'écart obtenu est une variation en distance produite entre deux échantillonnages de période T.

Si ε_n est l'écart à la période n, nous aurons une erreur de vitesse :

$$\frac{\varepsilon_n}{T} \text{ et une correction } \frac{\beta\varepsilon_n}{T}$$

cette correction est additionnée algébriquement à la vitesse précédente grâce au système mélangeur.

soit V_{n-1} cette vitesse nous aurons à l'instant n

$$V_n = \frac{\beta}{T}\varepsilon_n + V_{n-1}$$

mais
$$V_{n-1} = \frac{\beta}{T}n - 1 + V_{n-2}$$

d'où
$$V_n = \frac{\beta}{T}\sum_{n=0}^{n=\infty}\varepsilon_n$$

A un instant donné la vitesse est bien proportionnelle à la somme de toutes les erreurs précédentes, le système est bien équivalent à un intégrateur.

Cette information est envoyée :

— d'une part vers le deuxième intégrateur qui délivre la valeur de la coordonnée,

— d'autre part vers un transformateur de coordonnées cartésiennes-polaires.

Ce transformateur est utilisé pour fournir à partir de V_x et V_y la vitesse vraie et le cap de l'objectif, ces derniers sont affichés sur le pupitre de commande.

Il s'agit de résoudre :

$$V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

$$0 = \text{arc tg} \frac{V_x}{V_y}$$

ou sous la forme implicite :

$$V_x = V \cos 0$$

$$V_y = V \sin 0$$

avec :

$$V_y \cos 0 - V_x \sin 0 = 0$$

$$V_x \cos 0 + V_y \sin 0 = V$$

V = vitesse vraie,

0 = cap de l'objectif.

Le bloc diagramme du transformateur de coordonnées est donné figure 4.

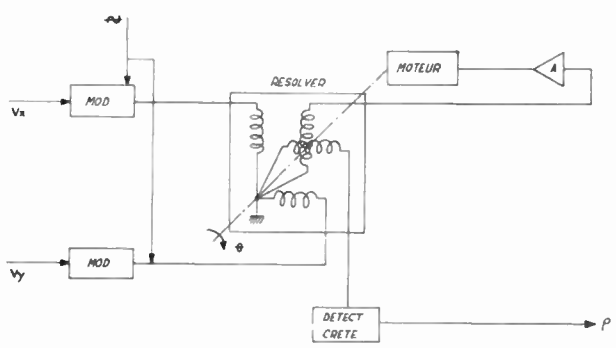


Fig. 4. — Transformateur de coordonnées.

V_x et V_y sont donnés sous forme de tensions continues et envoyés vers un modulateur qui fournit des tensions alternatives d'amplitude proportionnelle à V_x et V_y pour attaque des enroulements en quadrature du stator du resolver. L'un des enroulements du rotor permet d'envoyer à l'entrée d'un amplificateur d'asservissement la tension d'erreur servant à entraîner le moteur de positionnement. Ce dernier cessera de fonctionner pour une tension nulle à l'entrée, ou du moins très faible, le gain de l'amplificateur n'étant pas infini, les frottements n'étant pas nuls. Sur l'axe de ce rotor est monté un selsyn-transmetteur donnant l'angle ou le cap. La tension délivrée par le 2e enroulement du stator sert après détection à actionner sur le pupitre un appareil de mesure gradué en vitesse.

Description.

Le matériel se compose :

— d'une baie double dans laquelle sont groupés les circuits de poursuite,

— d'une baie simple qui renferme les transformateurs de coordonnées,

— d'un pupitre sur lequel sont rassemblées les commandes de prise en charge et d'intervention manuelles ainsi que les systèmes de recopie et d'affichage.

Chacune des voies de poursuite est constituée par :

— 1 châssis d'asservissement sur la coordonnée X,

— 1 châssis d'asservissement sur la coordonnée Y,

— 1 châssis de mélange,

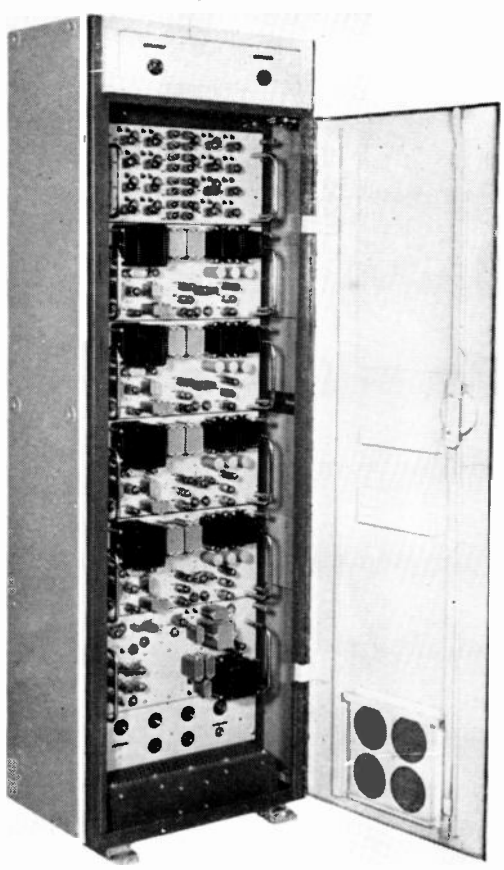


Fig. 5. — Baie servo.

Les châssis d'asservissement sont identiques et interchangeables entre eux. Ils groupent les circuits d'intégration du comparateur et du modulateur de temps.

Ils donnent :

— l'information de position directement exploitable par les systèmes de présentation et simultanément envoyée sur le châssis de mélange,

— l'information de vitesse décomposée en coordonnées cartésiennes.

Le châssis de mélange comprend les éléments qui permettent l'élaboration :

— de la fenêtre de sélection video qui fixe la zone d'efficacité du comparateur à partir de l'information de position sur chacun des axes,

— des temps de commutation T_1 et T_2.

Un châssis commun groupe l'ensemble des circuits délivrant des signaux utilisés simultanément par toutes les voies.

— oscillation HF du porteur,

— distribution video,

— distribution $D \sin \omega t$

$D \cos \omega t$.

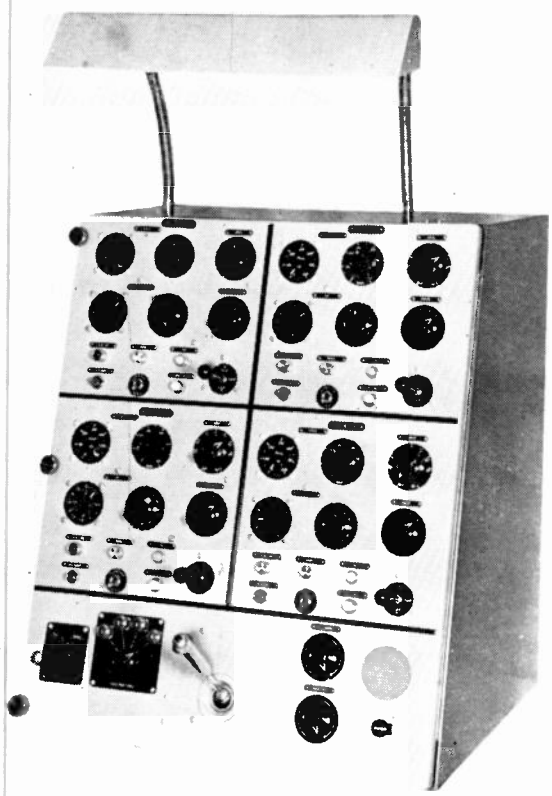


FIG. 6. — Pupitre de commande.

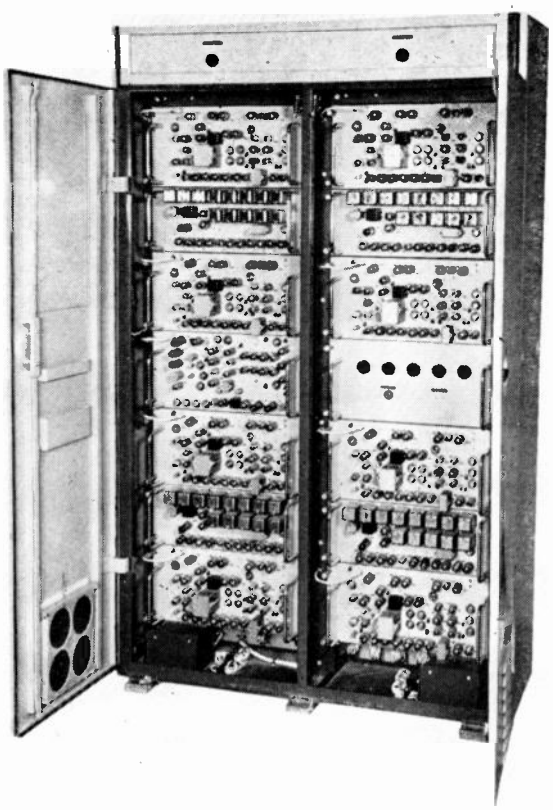


FIG. 7. — Baie boucles.

Dans l'armoire simple se trouvent les 4 châssis transformateurs de coordonnées, le châssis d'asservissement du potentiomètre sinus-cosinus à la rotation d'antenne, le châssis ampli projecteurs, ce dernier étant destiné à commander un projecteur pour affichage sur une carte de 2 m × 2 m des informations fournies par les boucles de poursuite.

Le pupitre groupe les commandes d'intervention et de contrôle pour chacune des voies, qui sont les suivantes :

— la recopie de la vitesse en Miles nautiques/h,

— la recopie du cap en °/ ,

— l'affichage de la vitesse / dans le cas d'intervention manuelle,

» du cap \

— la commande automatique manuelle,

— l'introduction du taux de virage,

— la commande de largeur de la fenêtre,

— la commande de suppression video,

— le voyant d'accrochage,

— le voyant de poursuite,

— la commande de recalage en position par bonds de 0,5 N.

Le manche à balai d'acquisition est commun à toutes les voies et un sélecteur permet de désigner la voie au bénéfice de laquelle une prise en charge sera faite.

La réalisation technologique de cet ensemble a été entreprise avec comme objectif d'arriver à un matériel de fonctionnement sûr et d'emploi facile.

Il a été procédé aux essais de fonctionnement à l'intérieur d'une plage de température étendue, de vibrations et de chocs.

Les essais de vibration ont été faits suivant les trois axes sur les châssis séparés avec des amplitudes de ± 1 mm jusqu'à des fréquences supérieures à 60 Hz avec recherche des points de résonance. L'ensemble s'est parfaitement comporté, les accélérations max. supportées étant de l'ordre de 16 g.

En ce qui concerne la facilité d'emploi, une répartition différente permet de constituer une baie de circuits communs et autant de baies 4 boucles qu'il est nécessaire.

Application

Dans le cas schématisé par le diagramme d'interconnexions de la figure 1, le processus d'utilisation est le suivant.

Sur l'indicateur panoramique est envoyée la video du radar. L'opérateur choisit l'objectif intéressant et va procéder à la prise en charge.

Il dispose dans ce but du manche à balai donnant des tensions X_0 et Y_0 caractérisant la position de l'objectif. Au sommet du manche se trouve un interrupteur permettant l'ouverture de la boucle et l'envoi vers le modulateur de temps des tensions X_0 et Y_0. Le centre de la fenêtre de sélection video aura donc pour coordonnées X_0 et Y_0 et encadrera l'écho du but.

Ceci étant obtenu, l'opérateur lâche l'interrupteur du sommet du manche, la boucle se referme et l'asservissement commencera avec la première illumination de l'objectif par le radar.

Afin de faciliter l'opération de prise en charge et par la suite l'exploitation des informations de la boucle, un marqueur spécial lui est associé. Ce marqueur apparaît en permanence sur l'écran de l'indicateur à bobines fixes, il donne une plus grande rapidité d'acquisition, compte tenu de la rémanence des tubes, et permet de suivre l'extrapolation du système quelle que soit la position du rayon vecteur.

Pendant l'acquisition, et trente secondes après environ, la fenêtre de sélection video a 5 M.N. de côté, ensuite le processus d'asservissement est considéré comme étant bien établi et la fenêtre prend l'une quelconque des largeurs choisies par l'opérateur de 1 M.N. à 4 M.N.

Si en cours de poursuite deux pistes viennent à se croiser, pour éviter des décrochages ou accrochages désordonnés, l'opérateur coupe l'arrivée de toute information video et le système extrapole sur sa mémoire, ce qui permet de fonctionner plus d'une minute avec comme résultat un excentrement de l'ordre de 0,5 N.

Dans le cas où l'objectif traverse une zone perturbée de grande surface (nuages ou régions montagneuses) dans laquelle il n'a pas de réponse radar valable, il y a possibilité d'intervention manuelle, pour faire extrapoler la boucle à une vitesse et un cap qui auront été affichés. Cette manœuvre est rendue possible par la recopie de la vitesse vraie et le cap du mobile.

Performances

Le matériel a été exploité sur la base d'essais de la Société Nouvelle d'Electronique, en association à un radar dont les caractéristiques sont les suivantes :

— largeur d'impulsions : 2 μs

— puissance crête : 1 MW

— fréquence de répétition : 400 Hz

— vitesse de rotation de l'aérien : 6 tr/mn.

la limite d'efficacité de l'ensemble de poursuite étant limitée à 100 M.N.

Pour des appareils ayant une vitesse de l'ordre de 250 m/s et volant à cap fixe, l'excentrement max. de la fenêtre est inférieur à 0,5 N.

Pour des appareills en virage à la vitesse de l'ordre de 250 m/s avec un facteur de charge de 2, ce qui représente une accélération radiale de $\sqrt{3}$ g, le système suit avec une erreur inférieure à 1 M.N.

Les essais faits avec des signaux de faibles niveaux ont dû être faits au simulateur, et il n'a pas été possible de tenir compte des fluctuations de source. Il a été constaté que le fonctionnement était satisfaisant sur l'ensemble des 360° pour des signaux dont le niveau était supérieur de 1 dB au signal minimum observable par un opérateur entraîné sur l'écran du PPI réglé à l'optimum.

Des essais ont été faits avec brouillage volontaire par radar voisin, les performances de la poursuite n'ont pas été sensiblement diminuées.

Avec un brouilleur du type carcinotron réglé pour avoir un niveau de signal dans le lobe principal de l'aérien de 60 dB au-dessus du bruit, le fonctionnement était possible pour une fréquence de modulation élevée de l'ordre de 1200 Hz et impossible dans tous les autres cas.

Pour des fonctionnements dans des conditions de forte perturbation (volontaire ou non) il est possible d'améliorer le comportement du système de poursuite par l'emploi d'un corrélateur video rejetant tout signal ne remplissant pas un critère de détection déterminé.

Un tel système a été étudié par nos soins et essayé dans des conditions de brouillage intense. Une perte de sensibilité de l'ordre de 2 dB intervient mais la poursuite est toujours valable.

Le matériel utilisé dans ces conditions nécessite la présence d'un opérateur qui effectue les manœuvres nécessaires à la prise en charge et aux corrections

éventuelles en cours de poursuite. Il est possible de prévoir le fonctionnement d'un tel appareil dans un ensemble à automatisme poussé dans lequel la prise en charge pourrait être faite sans le secours d'un opérateur, à partir d'un dispositif d'alerte automatique dont le but est de déclencher l'alarme dès qu'un mobile entre dans une zone dont on peut déterminer la profondeur et la position.

Ce système a déjà été expérimenté et permettrait de mettre en mémoire la position de l'objectif ainsi singularisé. Ces informations seraient envoyées vers la première boucle libre. Le processus de poursuite serait établi et ne cesserait que par absence d'informations pendant une période définie ou sur ordre de décrochage donné par le contrôleur.

Nous avons voulu dans cet article attirer l'attention sur un matériel suffisamment souple pour s'incorporer dans un système simple d'exploitation directe des renseignements radar au bénéfice de la circulation aérienne, ou bien pour constituer une partie d'un complexe à automatisme poussé, les exigences opérationnelles dictant la solution à adopter.

Les essais réels entrepris ont permis de vérifier le fonctionnement dans des plages de vitesse étendue compatibles avec l'emploi des avions à hélices ou à réacteurs.

L'auteur tient à exprimer sa reconnaissance aux Directions de la C.F.T.H. et de la S.N.E. qui ont permis de mener à bien ce travail et remercie les personnes qui se sont intéressées à ce matériel ; une mention spéciale est faite pour MM. Bussiliet, Barriere, Nagorny et Poutonnet pour la contribution qu'ils ont apportée tant dans l'étude théorique de base que dans le développement et la réalisation du prototype.

LE BROUILLAGE DES IMAGES DE TÉLÉVISION PAR LES SIGNAUX PARASITES

PAR

L. GOUSSOT

Ingénieur en Chef des Télécommunications

Si la télévision est une technique qui doit permettre à toute personne d'assister chez soi « comme si elle y était » à un spectacle qui se déroule en un autre lieu, il faut avouer que cette technique est encore bien imparfaite. Entre la scène vue en vision directe et son image vue sur un écran, les différences sont notables et de natures diverses.

Certains défauts sont liés au principe même de la télévision. Image plane sur un petit écran donc absence du relief. Image monochrome donc absence des couleurs. Limitations de la vision des détails par la présence des lignes de balayage, de la finesse limitée de l'image. Contre ces défauts, il n'y a pas de remède dans le cadre des normes d'un système de télévision.

D'autres défauts sont dûs aux distorsions que subit le signal, supposé parfait au départ, entre la caméra et le tube cathodique du récepteur. Tels sont les défauts dûs aux échos, aux distorsions d'amplitude et de phase. Un des soucis des techniciens est de diminuer autant que possible ces défauts.

Mais il existe une autre source de défauts, l'introduction dans le signal de signaux électriques parasites.

C'est l'étude de ces signaux parasites qui fait l'objet de cet article.

La connaissance approfondie de l'influence des signaux parasites sur l'image de télévision permet d'utiliser au mieux les ressources de la technique pour diminuer l'action perturbatrice de ces signaux sur l'image.

L'importance de cette étude est démontrée par l'intérêt que portent à cette question certains organismes internationaux et en particulier le C.C.I.R. et le C.C.I.T.T. Les applications des résultats obtenus sont particulièrement importants en ce qui concerne les brouillages par des parasites récurrents. Deux exemples types s'appuient sur ces résultats. Le brouillage entre émetteurs de télévision tire avantage du décalage de fréquence des porteuses et la télévision en couleur profite de cet effet pour enchevêtrer les spectres du signal de luminance et du signal de chrominance sans créer de perturbations inadmissibles.

La connaissance des courbes de pondération des bruits erratiques continus trouve des applications dans tous les problèmes de transmission qui tirent parti des corrections d'amplitudes, préaccentuations, etc. C'est le cas en particulier pour la transmission par faisceaux hertziens. L'utilisation des filtres de pondération améliore également la précision des mesures et la valeur indicative des résultats numériques. Toutes ces recherches conduisent ainsi le technicien pas à pas vers sont but final, produire et transmettre une image de télévision d'une qualité toujours meilleure.

I. Signaux brouilleurs — Classification.

Le signal électrique d'image qui module le faisceau d'un tube cathodique de réception devrait posséder une amplitude qui ne dépende que de la luminance du signal analysé par la caméra.

En pratique, le long d'une voie de transmission, d'autres signaux s'ajoutent en modifiant l'amplitude d'une manière indépendante de l'image. Ils produisent ainsi sur l'image reçue une variation de lumière sans rapport avec le contenu de l'image.

On désigne par *signal utile* ou encore *signal désiré* le signal qui traduit l'image désirée.

On désigne par *signal brouilleur ou parasite* ou encore *signal non désiré* les signaux sans rapport avec l'image.

Classification.

Les sources de signal parasite sont de nature très diverses et toute forme de signal peut être rencontrée. Cependant, en pratique, on peut classer ces signaux

en *trois catégories* principales qui se caractérisent par leur origine et leur effet sur l'image.

1 — *Les signaux parasites récurrents.*

Ces signaux se particularisent par leur continuité dans le temps, donc par un spectre étroit.

On distingue :

a — *Les signaux sinusoïdaux purs.*

Exemple : Ronflements à 50 c/s et harmoniques provenant du secteur ; signal provenant d'un oscillateur d'émetteur, d'un changeur de fréquence ou d'un battement entre deux ondes.

b — *Les signaux modulés.*

Exemple : Signal de télévision d'une autre origine en video. Un signal son direct ou provenant d'un émetteur en H.F. modulée (modulation d'amplitude ou de fréquence).

Pour les signaux modulés, la composition spectrale du signal et la position que prend ce spectre dans le signal video utile, sont des facteurs aussi importants que l'amplitude du signal.

L'effet de ces parasites erratiques continus sur l'image est caractérisé par un fourmillement de points lumineux plus ou moins fins, perpétuellement mobiles et présentant une densité de structure uniforme.

3 — *Les parasites erratiques discontinus.*

Si le signal d'aspect quelconque mais souvent impulsif ne se manifeste pas en permanence, laissant des temps pendant lesquels il est absent, il se classe dans les parasites discontinus.

Souvent ce type de parasite se présente sous forme d'impulsions fines ou de trains d'impulsions. Leur amplitude de crête est le paramètre le plus important.

Une source importante de tels parasites est constituée par les allumages des automobiles.

L'effet de ces signaux sur l'image se caractérise par des points lumineux isolés, apparaissant et disparaissant au hasard sur l'image.

Sur les figures ci-après, on a montré quelques types de ces parasites et leur effet sur l'image.

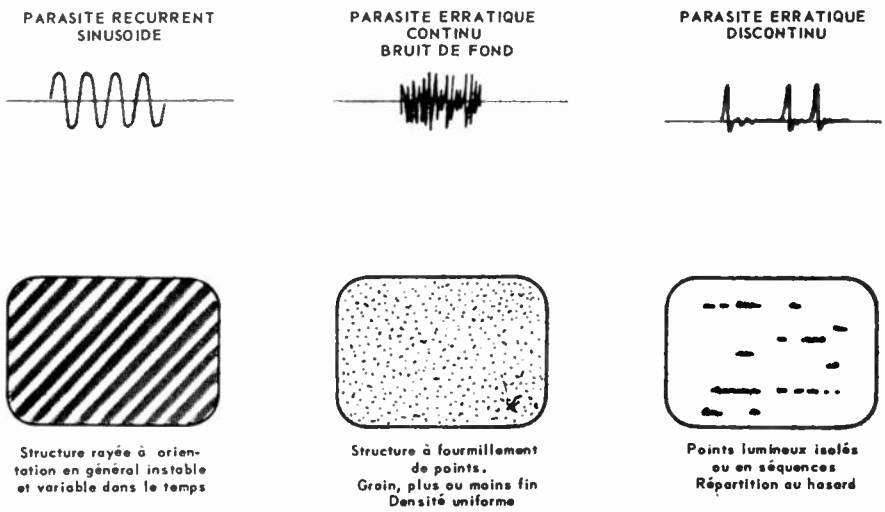


FIG. 1. — Figures types de l'effet des parasites sur l'image.

L'effet de ces signaux récurrents sur l'image se caractérise en général par des rayures ou striures dont la largeur et l'orientation dépendent des fréquences et des phases par rapport au spectre des fréquences de balayage ligne de l'image.

2 — *Les parasites erratiques continus.*

Le signal erratique se particularise par le fait que son amplitude ne possède pas la continuité simple d'un signal transportant une information utile.

Le parasite erratique *continu*, dont la présence est permanente dans le temps, est très généralement dénommé « *bruit de fond* » ou simplement « *bruit* » en souvenir de son effet dans le spectre sonore. Un exemple type est le bruit dit *thermique* qui prend naissance dans les résistances. Ce type de bruit est également le plus fréquemment rencontré.

II. Mesure des brouillages — Définitions.

L'influence d'un signal brouilleur sur l'image est liée essentiellement au rapport d'amplitude existant entre le signal brouilleur et le signal utile.

Ce rapport, désigné couramment par *rapport signal/bruit* demande à être précisé avec exactitude car les erreurs dues à des imprécisions se rencontrent souvent.

a — SIGNAL UTILE (S).

Rappelons que le signal utile est le signal de télévision.

Il peut être considéré :

— *soit en video* et se particularise par l'amplitude du signal de luminance seul (S_l) et l'amplitude

crête à crête compte tenu des signaux de synchronisation (S_c) (fig. 2). Avec le rapport 0,7 à 0,3 normal, on a à peu près

$$(S_c)_{dB} = (S_l)_{dB} + 3$$

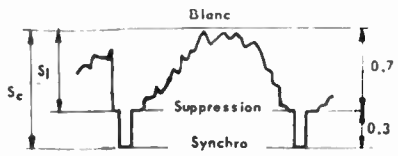


FIG. 2.

— *soit en haute fréquence modulée* (en amplitude)

On considère dans ce cas l'amplitude crête à crête du signal S_{cc} ou l'amplitude crête $S_c = \frac{S_{cc}}{2}$ (fig. 3).

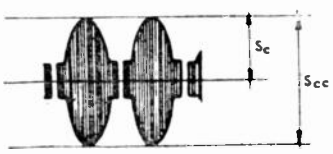


FIG. 3.

b — SIGNAL PARASITE (B).

L'amplitude prise en considération dépend du type de parasite.

1 — *Parasite récurrent.*

a — *Signal sinusoïdal pur.* On considère soit la valeur crête à crête (B_{cc}) soit la valeur efficace (B_f) (fig. 4).

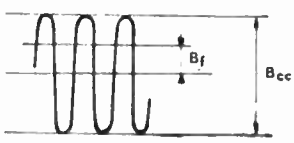


FIG. 4.

On a entre ces grandeurs la relation

$$(B_{cc})_{dB} = (B_f)_{dB} + 9$$

b — *Signal modulé.* On considère soit la valeur crête à crête B_{cc}, soit dans le cas d'un signal de télécommunications modulé en amplitude, l'amplitude crête à crête de *l'onde porteuse non modulée* B_{pcc} (fig. 5.).

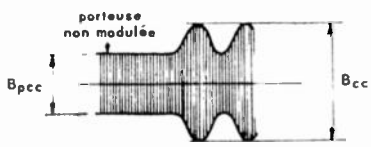


FIG. 5.

2 *Bruit erratique continu.*

Pour un tel signal, seule la valeur efficace est accessible à un appareil de mesure à détection quadratique. Soit B_f ,cette valeur. Toutefois la mesure sur oscilloscope a conduit à considérer la valeur *quasi crête à crête* B_{qcc} dont la définition demande une étude particulière (fig. 6).

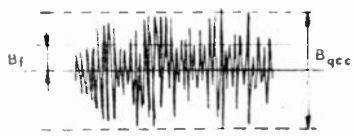


FIG. 6.

Dans le cas d'un bruit « blanc », on admet que $(B_{qcc})_{dB} = (B_f)_{dB} + 17$.

Une attention particulière doit être apportée à cette relation.

3 *Bruit erratique discontinu.*

L'aspect intermittent et impulsif de tels signaux fait que seule la valeur crête à crête possède une signification utile (fig. 7).

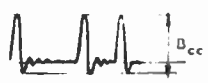


FIG. 7.

CONCLUSION.

1 — Lorsqu'on parle du rapport signal/bruit, il est admis que les définitions suivantes *doivent être utilisées* (entente internationale) lorsque le signal brouillé est un signal d'image en video.

Parasites erratiques continus (bruit de fond)

$$\frac{S}{B} \equiv \frac{S_l}{B_f} \text{ soit}$$

amplitude du signal de luminance (noir à blanc)
valeur efficace du bruit

Parasites récurrents et parasites erratiques discontinus

$$\frac{S}{B} \equiv \frac{S_l}{B_{cc}} \text{ soit}$$

amplitude du signal de luminance (noir à blanc)
valeur crête à crête du signal parasite

2 — Lorsque le signal utile considéré est en haute fréquence modulée, le rapport signal utile sur signal parasite à considérer est le rapport

$\frac{S_{cc}}{B_{pcc}}$ dans le cas d'un brouilleur récurrent modulé en amplitude

$\frac{S_{cc}}{B_{cc}}$ dans le cas d'un brouilleur non modulé ou modulé en fréquence.

Etant donné, dans ce cas, l'origine courante du signal parasite (émission parasite ou induction), le cas du parasite erratique continu n'est pas à retenir.

Remarque. — Le signal parasite s'introduit dans le signal utile au cours de son trajet du tube traducteur lumière-courant au tube traducteur courant-lumière. En pratique, chaque tronçon spécialisé de la liaison est sensible à te ou tel type de parasite et la figure 8 donne le schéma des origines principales de ces défauts.

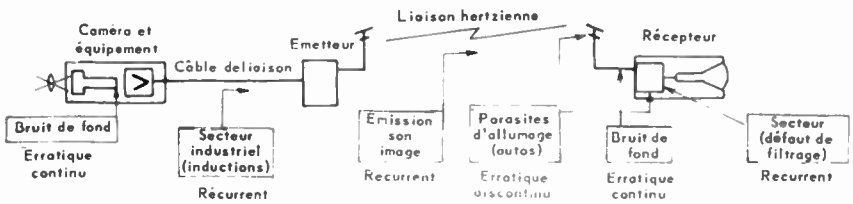


FIG. 8

III. Appréciation et mesure du brouillage en télévision.

Le but de la télévision est de fournir au spectateur une bonne image et l'une des conditions consiste à rendre *invisibles* les défauts qu'il n'est pas possible de supprimer complètement.

Pour être complet, il faudrait également rendre *inaudibles* les défauts qui affectent le son associé à l'image.

Invisible et inaudible ne veut pas forcément dire *nul*. Il existera toujours une certaine valeur du rapport signal désiré sur signal non désiré à partir duquel une diminution du signal non désiré n'apporte aucun avantage.

C'est la détermination de cette limite qui est importante. Or l'influence d'un signal parasite sur l'image (comme sur le son) est liée à une interprétation personnelle de l'observateur.

Toute mesure de gêne occasionnée par un signal parasite est une mesure subjective et seule l'accumulation des résultats individuels et leur traitement statistique permet de traduire en chiffres la réalité physique du phénomène.

Sur l'image, pour laquelle le sens de la vision intervient, de nombreux paramètres entrent en ligne de compte.

Des paramètres d'ordre physiologiques :

— acuité visuelle et ses défauts,

— distance d'observation (angle solide sous lequel est vue l'image),

— brillance de l'image (valeurs moyenne, extrême, contraste).

— ambiance,

— adaptation de l'observateur au défaut à observer.

Des paramètres liés à la nature particulière de l'image de télévision et du brouilleur.

— Structure lignée (système de télévision) et défauts propres de l'image (finesse, traînages, demi-teintes).

— Nature de l'image (fixe, mobile, intérêt du sujet).

— Composition du brouilleur (composition spectrale et forme d'onde).

Conditions d'observation.

Les conditions d'observation généralement admises pour les expérimentateurs sont les suivantes (figure 9)

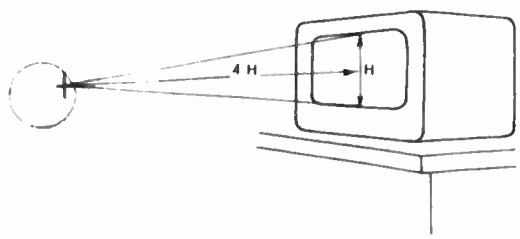


FIG. 9.

Distance d'observation.

Quatre fois la hauteur de l'image.

Récepteur.

Type commercial réglé normalement. (Brillance s'étendant de 50 nits à 3 nits environ).

Ambiance — Pièce quasi obscure (lumière due au récepteur).

Procédés d'évaluation de la gêne.

L'appréciation de la gêne occasionnée par un brouilleur doit donner lieu, de la part de l'observateur, à une réponse étalonnée.

Deux méthodes sont en général adoptées.

1 — *Appréciation verbale.*

C'est en donnant un sens « artistique » à la gêne que l'on peut la qualifier. On distingue en général trois paliers d'impressions.

— la limite de *brouillage perceptible* ou *seuil de visibilité*, à partir duquel le défaut est juste discernable et identifiable en concentrant sur l'image de ce défaut toute son attention.

— la limite du *brouillage tolérable* pour laquelle l'observateur juge que le défaut, tout en étant

nettement visible, lorsque l'attention est portée sur son image, commence seulement à apporter une gêne sensible à l'observation de l'image désirée. Cette notion est peu précise mais elle est souvent utilisée. La nature du défaut comme la nature et l'intérêt intellectuel de l'image observée ont une grande importance dans ce cas.

— la limite du *brouillage inacceptable* au-delà de laquelle le défaut est trop important pour que le signal désiré soit observé sans fatigue.

2 — *Brouillages comparés.*

Dans cette méthode, on compare le défaut à mesurer à un défaut type, reproductible et réglable par l'observateur lui-même. On opère soit sur un seul récepteur en alternant ou en juxtaposant les deux défauts sur l'image, soit sur deux récepteurs placés côte à côte et recevant chacun l'un des signaux parasites (fig. 10).

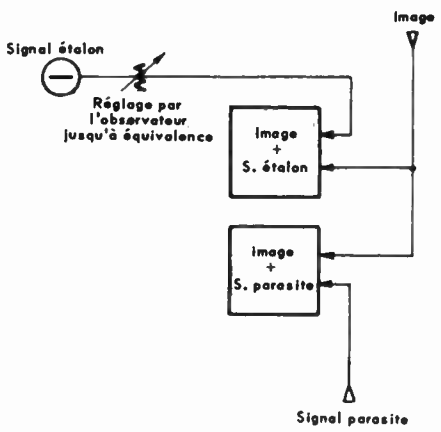


FIG. 10

L'observateur doit alors apprécier la qualité du même signal utile brouillé de deux manières différentes.

Cette comparaison est certes difficile, surtout lorsque le brouilleur mesuré n'est pas de même nature que le brouilleur étalon.

Cette méthode donne sur la précédente deux avantages essentiels :

1 — Elle est basée sur une appréciation d'équivalence toujours plus précise qu'une notion absolue de gêne.

2 — Elle permet de chiffrer le niveau de gêne par le niveau du signal étalon jugé équivalent. Le fait important est de choisir correctement le signal servant d'étalon de comparaison.

IV. Mesures sur le brouillage par un signal sinusoïdal.

MODE OPÉRATOIRE.

Le signal d'image est la mire d'exploitation fournie avec une bonne qualité par un monoscope.

L'image est appliquée en video fréquence sur un récepteur de bonne qualité.

Le signal brouilleur est réglable en fréquence et l'observateur possède sous la main le contrôle de l'amplitude.

Le signal de référence est un signal à 1 Mc/s dont la fréquence est maintenue de manière à ce que la trame demeure verticale et fixe. En pratique un simple contrôle manuel n'assure qu'une stabilité assez pauvre et une certaine erreur s'ensuit mais que nous négligerons. Un commutateur permet d'échanger brouilleur mesuré et brouilleur de référence sur l'image au gré de l'opérateur (fig. 11).

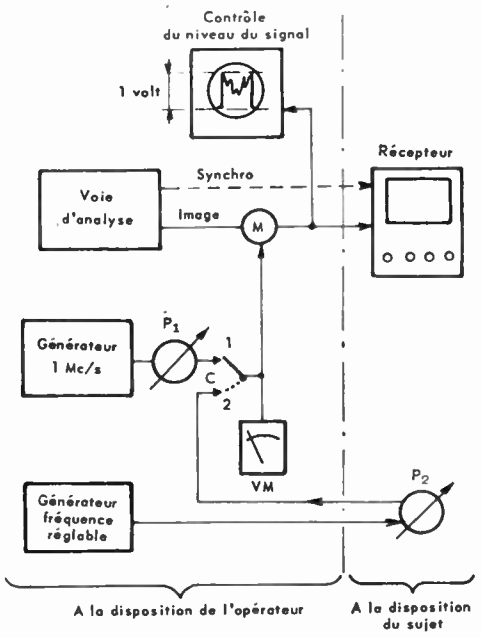


FIG. 11.

On peut opérer également à l'aide de deux récepteurs identiques recevant l'un le brouilleur mesuré, l'autre le brouilleur de référence.

Dans une première série de mesures, on règle la fréquence f de manière à rendre la trame verticale.

Dans une seconde série, la fréquence est réglée de manière à rendre la trame horizontale.

Les essais sont complétés en appréciant la gêne créée par une trame inclinée.

L'opérateur règle le niveau du brouilleur jusqu'à de qu'il apprécie comme égales les gênes produites car le signal réglé et le signal de référence.

DISPERSION.

Il faut s'attrendre, dans de tels essais d'appréciation subjective d'une gêne à ce que de grands écarts existent entre les résultats obtenus par plusieurs observateurs. La figure 12 montre l'exemple d'une telle dispersion pour deux niveaux de référence assez différents.

On constate que les écarts extrêmes atteignent $\pm$ 6 dB et que l'écart moyen est estimé à $\pm$ 3 dB.

L'écart augmente sensiblement lorsque la fréquence augmente. Ce fait semble dû à deux causes :

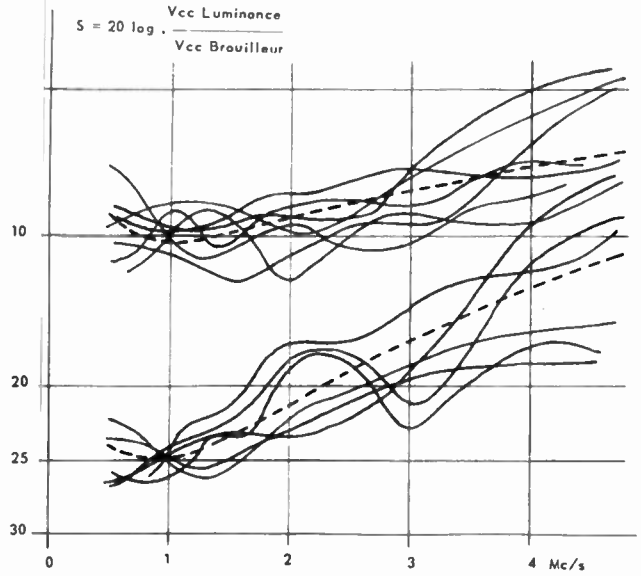


FIG. 12. — Résultats de mesure — Exemples de dispersion.

1 — L'aspect de la gêne reste sensiblement celle créée par une trame nettement caractérisée lorsque la fréquence ne dépasse pas 3 ou 4 Mc/s. Cette trame est de même nature que celle créée par le signal de référence, ce qui facilite la comparaison.

Aux fréquences élevées par contre la trame ne peut plus se séparer en raies aisément visibles. La gêne s'apparente à celle créée par un bruit de fond dégradant principalement les demi-teintes et les contrastes.

2 — Aux fréquences basses, il est assez facile de stabiliser la trame en position voulue (verticale ou horizontale). Aux fréquences élevées, ce réglage est plus délicat et instable. L'erreur de réglage devient importante et disperse les résultats.

RÉSULTATS.

Les résultats ci-après se rapportent au brouillage d'une image fixe, une mire d'exploitation, par un signal sinusoïdal.

Les mesures ont été faites par la méthode de comparaison avec un observateur placé à une distance égale à 4 fois la hauteur de l'image. Le brouillage de référence est le brouillage créé par un signal sinusoïdal à 1 Mc/s dont la fréquence est réglée de manière à ce que le réseau d'interférence soit vertical (gêne maximum).

On repère le niveau de référence à 1 Mc/s par le rapport

$$R = \frac{S_l}{B_{cc}} = \frac{\text{Amplitude du signal de luminance}}{\text{valeur crête à crête du signal brouilleur à 1 Mc/s.}}$$

La valeur du brouilleur est réglée à un niveau donné pris comme repère.

Le signal brouilleur à la fréquence f quelconque est réglé en amplitude jusqu'à ce que la gêne soit jugée subjectivement équivalente à celle du signal de référence.

La gêne produite par un signal sinusoïdal à un niveau donné et au voisinage d'une fréquence donnée dépend directement du réglage précis de la fréquence fixant l'orientation du réseau de brouillage sur l'image.

La gêne maximum a lieu lorsque le réseau est vertical, f étant alors un multiple de la fréquence de

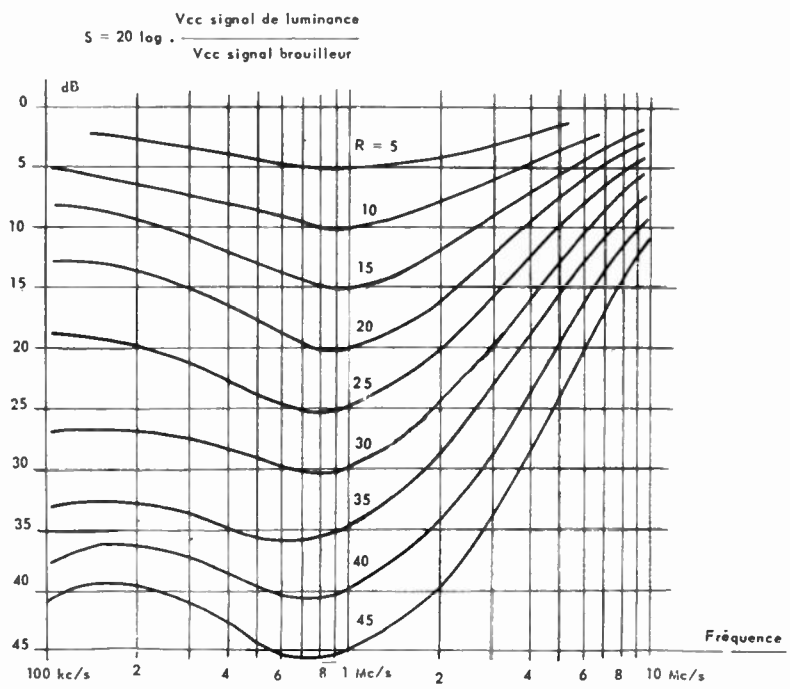


FIG. 13. — Brouillage maximum.

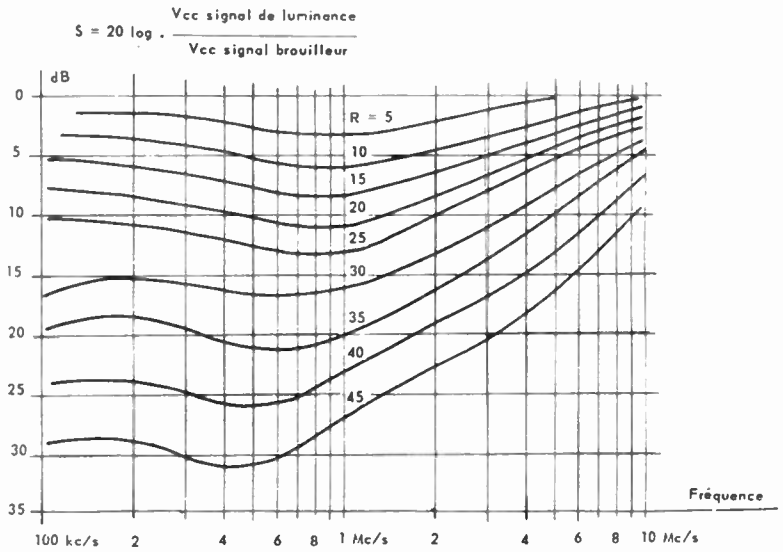


FIG. 14. — Brouillage minimum.

ligne avec les remarques suivantes :

— Aux fréquences basses, une trame oblique peut être plus gênante qu'une trame verticale.

— Lorsque la fréquence f n'est pas stable, la trame « flotte » et la gêne est légèrement plus grande que lorsque la trame est fixe.

La gêne minimum a lieu lorsque le réseau est horizontal, f est alors un multiple impair de la fréquence de ligne ($f = \frac{n+1}{2} f_l$). Le signal est dit en « décalage de fréquence ».

Les réseaux ci-après (figure 13 et 14) donnent les courbes statistiques moyennes de gêne maximum et minimum pour des niveaux subjectifs différents. Ce sont des courbes d'égale gêne repérée par le paramètre R défini plus haut.

Ces réseaux présentent certains caractères particuliers :

a — La gêne maximum est créée par une fréquence de l'ordre de 1 Mc/s. Elle diminue rapidement lorsque la fréquence augmente.

b — Les courbes ne sont pas parallèles. L'influence du niveau relatif d'un brouilleur dépend donc de la valeur absolue de ce niveau.

c — Le seuil de visibilité s'établit à un niveau de − 47 dB environ à 1 Mc/s. Mais le niveau de − 40 dB peut être apprécié comme faible et « tolérable » sur l'image à la distance d'observation.

V. Effet du décalage de fréquence sur le brouillage.

1 — Décalage primaire.

Un signal sinusoïdal superposé à un signal d'image produit une image constituée par une trame. L'inclinaison de cette trame sur l'image dépend de la fréquence du signal comparé aux multiples de la fréquence de ligne.

Il est aisé de se rendre compte des relations entre l'inclinaison et la fréquence sur un cas simple (fig. 15).

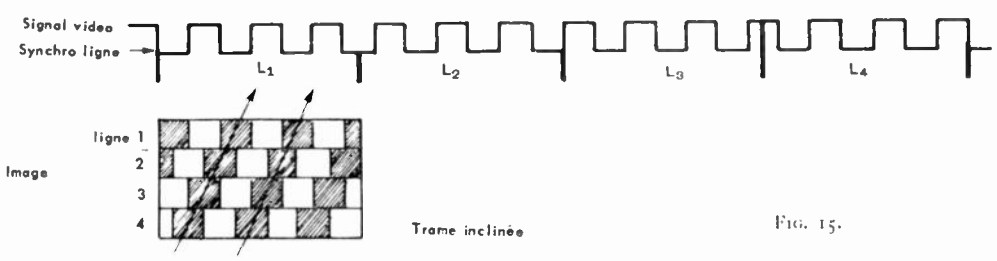


FIG. 15.

La trame brouilleuse est verticale lorsque la fréquence f est un multiple exact de la fréquence de ligne. Chaque ligne comporte alors un nombre entier exact de périodes du brouilleur et toutes les lignes sont identiques (fig. 16).

Par contre lorsque la durée d'une ligne comporte un nombre impair de demi périodes du brouilleur, ce qui signifie que $f = \frac{n+1}{2} \cdot f_{ligne}$, les maxima et minima alternent d'une ligne à l'autre (fig. 17).

L'expérience montre que dans le second cas, la gêne est beaucoup moins grande que dans le premier cas pour un même niveau du signal brouilleur.

Ceci est dû à l'espèce de neutralisation du signal qui se produit sur l'ensemble de deux lignes successives très rapprochées.

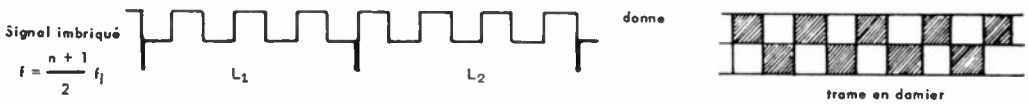


FIG. 16.

FIG. 17.

La figure 18 montre comment varie le niveau d'un brouilleur occasionnant une gêne constante au voisinage des fréquences très basses. On constate que la différence des niveaux est de l'ordre de 15 dB et que la gêne varie d'une manière quasi sinusoïdale avec toutefois des creux plus étroits que les crêtes.

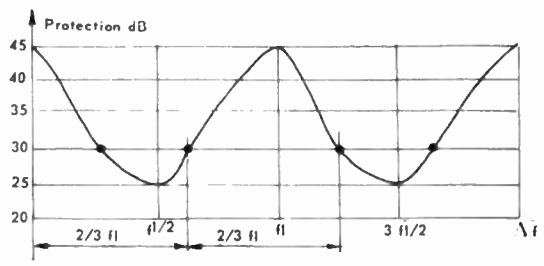


FIG. 18.

On dit que le brouilleur est « décalé » lorsque sa fréquence correspond au brouillage minimum.

Cet effet existe à toutes fréquences mais l'écart entre les valeurs extrêmes diminue lorsque la fréquence augmente, pour devenir très faible sinon nul aux fréquences élevées.

Les courbes de la figure 19 montrent comment varient les niveaux d'égale gêne maxima et minima.

Considérations spectrales.

L'effet de décalage présente une correspondance remarquable dans le spectre de fréquence.

Le spectre d'un signal d'image présente des accumulations d'énergie autour des composantes à fréquence multiple de sa ligne. Entre ces groupes, et surtout aux fréquences basses, il y a une absence relative d'énergie.

On voit que le brouillage est maximum lorsque la fréquence du brouilleur tombe dans les paquets d'énergie et qu'il est minimum lorsqu'elle tombe entre ces paquets, en des zones d'énergie nulle ou très faible (fig. 20).

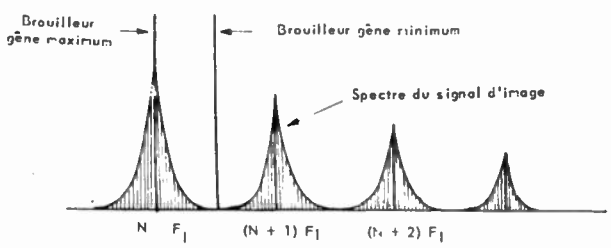


FIG. 20.

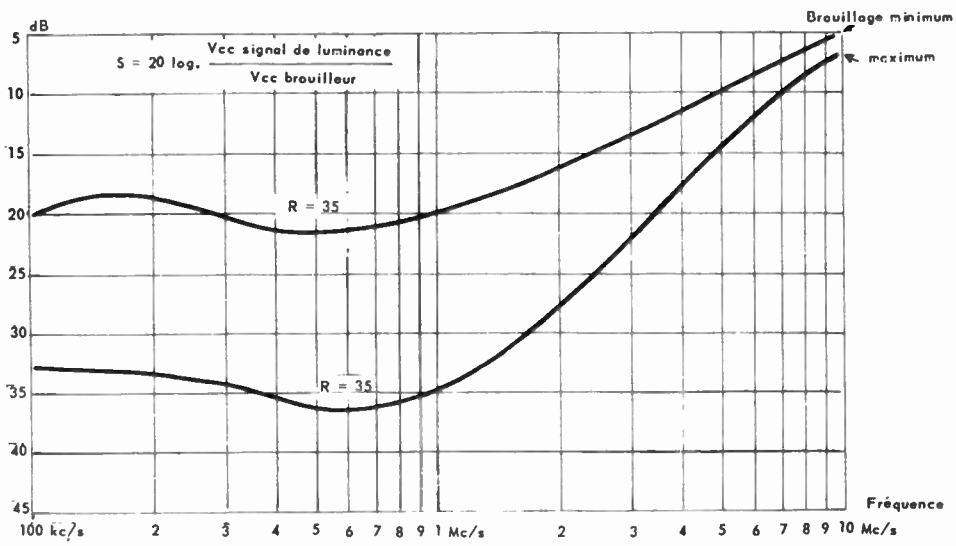


FIG. 19.

2 — Décalage de précision.

De récentes recherches ont permis de préciser cette gêne lorsque la fréquence du brouilleur a une stabilité suffisante pour prendre en considération sa position par rapport aux bandes latérales *à décalage de* 50 *c/s* (trame) qui constituent le spectre associé aux composantes de ligne.

La figure 21 montre comment varie la gêne en fonction du *décalage de précision* du brouilleur. Remarquons l'échelle des fréquences. Les essais ont porté sur les fréquences voisines des premières bandes latérales à fréquence ligne.

La figure 21 rend compte de résultats d'essais effectués en Allemagne sur le système à 625 lignes pour un brouilleur au voisinage d'un décalage primaire de 2/3 ou 4 3 de la fréquence de ligne. On peut constater la forme particulière de la courbe.

décalées. Notons cependant que la stabilité de quelques cycles sur une fréquence nominale de 50 Mc/s ou 200 Mc/s pose des problèmes de stabilité relative très difficiles.

VI. Protection contre les parasites récurrents. Résultats.

Protection contre les brouilleurs sinusoïdaux.

Le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{brouilleur}}$ est repéré par le rapport

$$\frac{S_l}{B_{cc}} = \frac{\text{Amplitude crête à crête du signal de luminance}}{\text{Amplitude crête à crête du brouilleur}}$$

Le rapport de protection admis pour les divers systèmes de télévision est donné sur la figure 22.

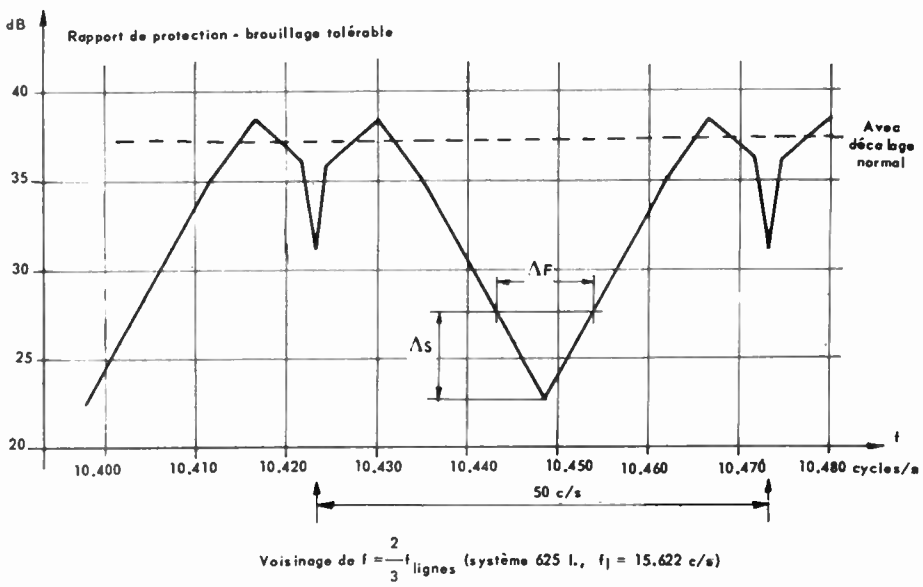


Fig. 21.

En pratique, la stabilité parfaite du brouilleur par rapport au spectre est impossible. Il faut déterminer quelle variation ΔF peut être admise.

La figure montre que pour un ΔF donné, on perd sur la protection un certain nombre ΔS de décibels.

La figure précédente montre que pour $\Delta F = 16$ c/s on perd 6 dB environ sur le maximum. Or 16 c/s représente une stabilité de $\pm$ 4 c/s pour le brouilleur d'une part et pour la fréquence de ligne d'autre part.

Les études dans ce domaine sont encore trop limitées mais un gain sur le rapport de protection de l'ordre de 10 dB sur ce que serait la protection normale d'un décalage à 2/3 ou 4/3 de la fréquence de ligne peut être attendu lorsque la stabilité des fréquences est de l'ordre de quelques cycles par seconde. Cette nouvelle protection porte donc à 20 dB environ le rapport de protection acceptable entre un signal utile et un signal brouilleur.

Ces chiffres sont admis pour la protection entre deux émetteurs de télévision (modulés), émettant sur le même canal mais avec des porteuses images

Ces valeurs ne s'appliquent en toute rigueur que pour ce qu'il est convenu d'appeler le « circuit fictif de référence » mais donnent une idée de ce qui peut être considéré comme admissible sur une image.

Ces courbes appellent les remarques suivantes :

1° — Ces courbes correspondent en fait à un signal parasite pratiquement invisible sur l'image à la distance normale d'observation. Mais une telle protection est en général facilement réalisable ce qui justifie l'adoption d'une marge de sécurité relativement importante.

2° — Une limite de 30 dB est admise pour le parasite dit « ronflement secteur » constitué par la combinaison d'un signal sinusoïdal à 50 c/s et de ses premiers harmoniques. Cette limite correspond à un signal nettement visible mais comme il est fixe sur l'image dont la fréquence de trame est accrochée au secteur, la gêne qui en résulte est faible.

3° — La courbe de protection pour les fréquences inférieure à 1000 c/s a été admise pour le système à

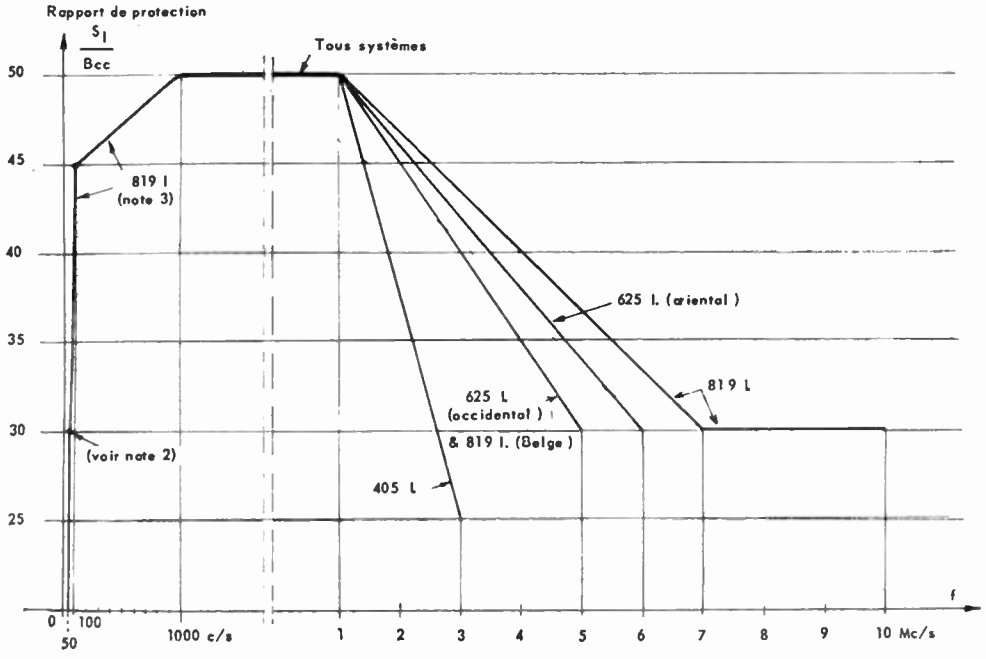


FIG. 22.

Nota — Remarquer les différences de graduation de l'échelle de fréquence.

819 lignes mais sa validité n'est pas reconnue pour les autres systèmes faute d'expérience suffisante.

Cas de plusieurs parasites sinusoïdaux simultanés.

Dans l'état actuel des études, il n'est pas possible de dire si une telle courbe peut être utilisée lorsque plusieurs brouilleurs sinusoïdaux existent simultanément. Etant donné toutefois la marge de sécurité que contiennent ces limites, il est probable que si plusieurs signaux sont présents simultanément sans dépasser individuellement les limites données leur ensemble restera encore pratiquement invisible sur l'image.

LES RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

PAR

M. BOXBERGER

Ingénieur au Département Etudes Télévision
de la Compagnie Générale de T.S.F.

1. Introduction.

Malgré tout le soin apporté à l'établissement d'un réseau d'émetteurs de télévision, on constate qu'il existe des points se trouvant principalement dans des régions accidentées, où la réception est très aléatoire, ou même quasi impossible.

Ce problème des « zones d'ombre » est fondamental dans le cas des pays montagneux, dans lesquels le pourcentage de population desservie par un émetteur peut devenir particulièrement faible.

La solution de ce problème réside dans l'utilisation de réémetteurs qui reçoivent le signal de l'émetteur principal et le réémettent, sans démodulation, dans un canal différent, vers la région défavorisée avec une puissance limitée.

Rappelons que la Compagnie Générale de T.S.F. a pris depuis plusieurs années une part importante à l'étude et à la réalisation de matériels permettant de résoudre ce problème des zones d'ombre. En effet ; dès 1953, des essais systématiques de réception étaient entrepris au-delà de la portée optique de l'émetteur de Paris. Ces essais mettaient en œuvre un matériel composé d'un aérien à grand gain et d'un récepteur très sensible, muni d'un dispositif de Commande Automatique de Gain couvrant une plage de variations du champ de 40 dB environ.

Les résultats obtenus ont été relatés ici même, ainsi que la description de l'équipement utilisé (1) (2).

Depuis cette époque, une expérimentation continue et l'étude de spécifications normalisées par la R.T.F. ont permis d'aboutir à la version actuelle des différents réémetteurs produits par la C.S.F. et qui sont décrits dans les pages suivantes.

On peut se poser la question : pourquoi préfère-t-on des réémetteurs sans démodulation à des émetteurs satellites ?

La réponse procède d'un double aspect :

— *économique* : le réémetteur captant directement le signal de l'émetteur principal ne requiert pas de faisceau hertzien pour la transmission des signaux image et son, destinés à la modulation de l'émetteur.

— *technique* : si l'on exclut le cas de l'acheminement par faisceau hertzien des signaux video, la réémission avec démodulation présente l'inconvénient d'ajouter des distorsions dues à la transmission de bandes latérales asymétriques. Dans ce cas, en effet, on introduit obligatoirement un filtre de bande supplémentaire.

En fonction de ces considérations, nous allons examiner les qualités essentielles que doit présenter un réémetteur, sous l'aspect des performances techniques et de la facilité de l'exploitation.

2. Etude des solutions.

2.1. Nombre de voies.

La réémission des porteuses image et son par une voie unique présente de nombreux avantages et en particulier :

— la mise en œuvre d'un nombre réduit de tubes, ce qui a pour résultat de diminuer les risques d'incidents. C'est une solution économique du point de

(1) J.C. Simon et V. Biggi : Un nouveau type d'aérien et son application à la transmission de télévision à grande distance. « Onde Electrique » n° 332 de novembre 1954.

(2) V. Biggi : Le récepteur de télévision en ondes métriques. « Onde Electrique » n° 357 de décembre 1956.

vue des investissements et des frais d'exploitation,

— l'utilisation d'une seule antenne d'émission, alors que pour un réémetteur à deux voies il faut deux antennes, ou un diplexeur,

— une grande sécurité de fonctionnement des tubes de puissance qui sont utilisés dans des conditions nettement inférieures à leurs possibilités du point de vue excitation grille.

Nous verrons plus loin que cet aspect du problème limite la possibilité d'utilisation de la voie unique pour les réémetteurs à grande puissance, destinés aux standards à modulation d'amplitude pour le son.

2.2. Mode de transposition du canal.

— la réémission sans transposition du canal reçu présente des risques importants d'interférences avec l'émetteur principal. Ce procédé est rarement applicable en pratique.

— la transposition du canal peut se faire :

a) Soit en utilisant un simple changement de fréquence ; dans ce cas, le changement de canal nécessite la modification de tous les circuits. C'est toutefois la solution à laquelle on est conduit lors du passage de Bande III en Bande I.

b) Soit réaliser un double changement de fréquence du signal reçu pour aboutir à la fréquence d'émission, en passant par un amplificateur moyenne fréquence.

Dans la majorité des cas, il nous semble que cette dernière solution soit préférable.

Parmi les avantages résultant du double changement de fréquence, on peut citer, en particulier :

— l'amplificateur à fréquence intermédiaire constitue un élément fixe qui n'est pas affecté par le changement de canaux,

— la courbe de sélectivité est meilleure que dans le cas de réémetteurs à simple changement de fréquence, ce qui permet une protection améliorée contre les émissions parasites et contre les réinjections. Par ailleurs, la courbe de sélectivité du réémetteur reste stable dans le temps,

— le nombre des étages HF à large bande est réduit. La stabilité des performances est donc meilleure dans le temps,

— le Contrôle Automatique de Gain agissant sur les circuits moyenne fréquence travaille dans de meilleures conditions et la bande passante est moins perturbée lorsque le gain varie.

Dans le cas de la réémission dans un canal direct, la stabilité de fréquence se trouve accrue, les deux oscillateurs locaux variant dans le même sens en fonction de la température.

2.3. Choix de la fréquence intermédiaire.

Enfin, le choix de la fréquence intermédiaire doit être fait très soigneusement, afin d'éviter des battements gênants entre les oscillateurs locaux et les porteuses reçues et émises. Il importe en effet de rejeter ces battements en dehors de la bande.

Prenons pour exemple le cas où l'on désire transposer un signal du canal 6 de la R.T.F. (porteuse image : 173,40 Mc/s, porteuse son : 162,25 Mc/s) en un signal à fréquence intermédiaire. On placera l'oscillateur local au milieu de l'espace libre entre les deux porteuses son des canaux 9 et 12.

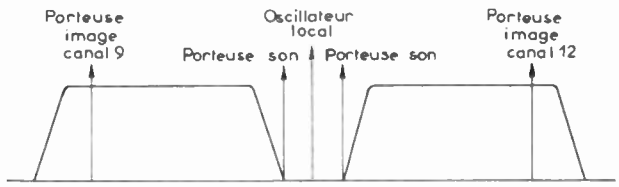


Fig. 1. — Positions relatives de l'oscillateur local et des porteuses son.

$$\text{Soit } f_{OL} = 201{,}45 + \frac{201{,}7 - 201{,}45}{2} = 201{,}575 \text{ Mc/s}$$

$$f_{MF\,\text{Son}} = 201{,}75 - 162{,}25 = 39{,}325 \text{ Mc/s}$$

$$f_{MF\,\text{Image}} = 201{,}75 - 173{,}4 = 28{,}175 \text{ Mc/s}$$

Il en résulte que les battements possibles sont rejetés à 125 kc/s de la porteuse son, donc en dehors de la bande audible.

Nous allons maintenant décrire deux des types de réémetteurs produits par la Compagnie Générale de T.S.F., mettant en œuvre les solutions exposées ci-dessus.

3. Description des réémetteurs C.S.F.

La gamme de puissance des réémetteurs C.S.F. s'étend de 300 mW à 500 watts. Pour les puissances n'excédant pas 3 à 5 watts, la réémission s'effectue par un canal unique, quel que soit le standard ; pour des puissances plus élevées, deux voies séparées sont utilisées dans le cas de standards à modulation d'amplitude, tandis que la voie unique est conservée dans le cas des standards utilisant la modulation de fréquence pour le son.

3.1. Réémetteur 300 mW — 3 watts — RE 120/RE 320.

Pour les standards avec son en modulation d'amplitude la puissance crête image émise est de 300 mW, tandis que pour les autres standards elle est portée à 3 watts.

Le réémetteur RE 120 permet de recevoir une émission dans un des canaux de la bande I ou de la bande III et de la réémettre après un changement de fréquence dans un canal de la bande I.

Le réémetteur RE 320 permet également de recevoir une émission dans un des canaux de la bande I ou de la bande III et de la réémettre, après un double changement de fréquence dans un canal de la bande III.

L'exploitation de ce matériel est prévue sans surveillance. La mise en marche et l'arrêt peuvent

s'effectuer soit par une horloge à contacts, soit par une télécommande.

Présentation :

L'appareil est contenu dans une armoire ; il se compose de deux platines :

— l'une groupant les circuits radio-électriques proprement dits et dans laquelle s'encastrent les blocs « HF réception » et « oscillateur local émission ».

— l'autre portant les circuits d'alimentation.

Un régulateur secteur est également inclus dans l'armoire.

Description électrique :

a — *Bloc HF réception* : le signal d'entrée HF est d'abord amplifié dans un étage « cascode » équipé d'un tube double triode E88 CC. La transposition de fréquence s'effectue dans un mélangeur équipé d'un tube ECF 80, qui reçoit par ailleurs le signal provenant de l'oscillateur local à quartz, préalablement amplifié.

On dispose donc à la sortie du bloc HF réception du signal à fréquence intermédiaire sur une prise coaxiale adaptée à 75 ohms.

b — *Chaîne d'amplification à fréquence intermédiaire* : le signal à fréquence intermédiaire est amplifié dans une série de quatre étages à circuits décalés. Trois de ces étages équipés de tubes EF 85 sont soumis à l'action de la Commande Automatique de Gain.

La tension de commande est prise à la sortie du réémetteur, ce qui a pour effet de stabiliser toute la chaîne.

Une commande manuelle agissant sur les mêmes tubes peut prendre la place de la commande automatique.

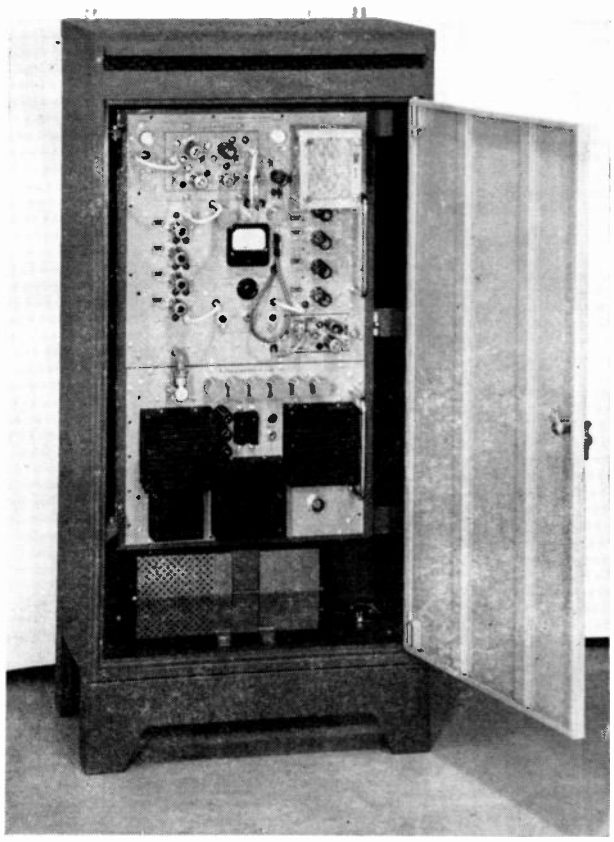


FIG. 2. — Réémetteur RE.320 en armoire. On distingue : le réémetteur proprement dit, l'alimentation et le régulateur de tension.

c — *Bloc « Oscillateur Local Emission »* : ce bloc comporte un oscillateur piloté par quartz, suivi d'un étage amplificateur. La mise en place de ce bloc

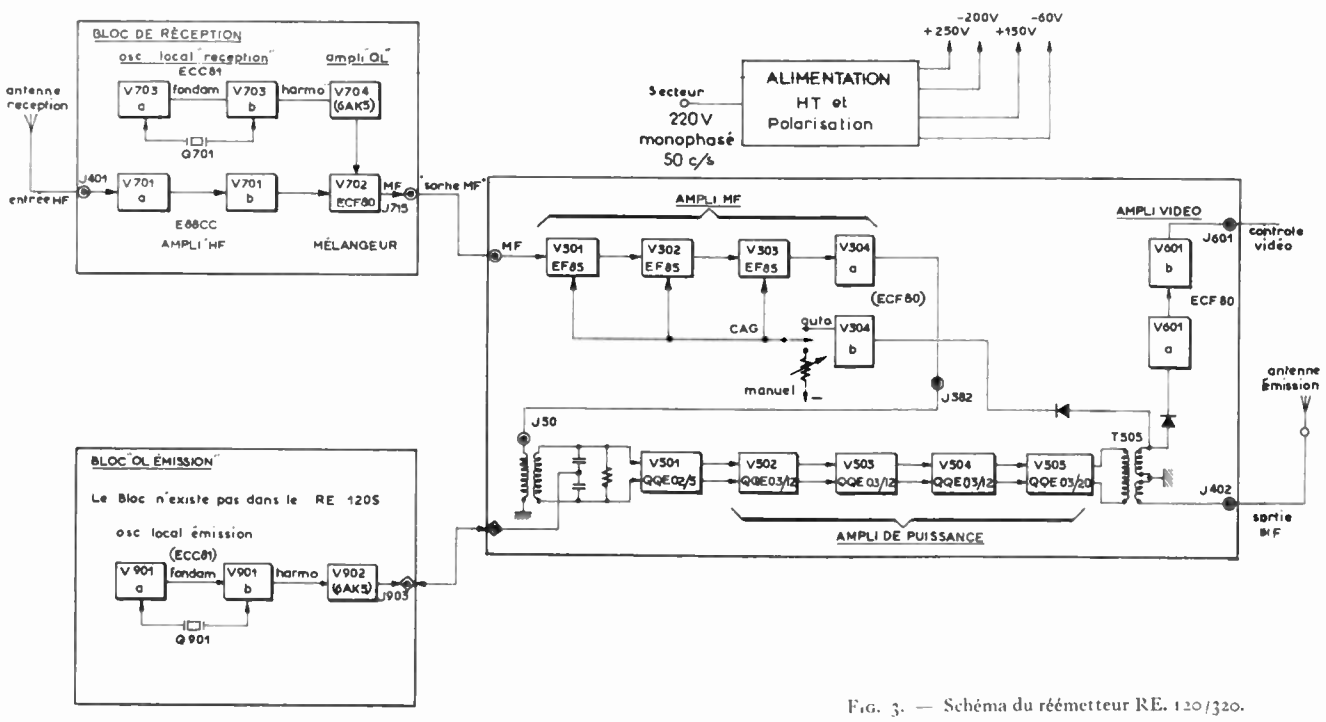


FIG. 3. — Schéma du réémetteur RE. 120/320.

assure la liaison entre l'oscillateur et les circuits du second mélangeur.

d — *Chaîne d'amplification « HF Emission »* : le premier étage de cette chaîne fonctionnant en mélangeur reçoit sur ses grilles le signal à fréquence intermédiaire, ainsi que le signal provenant de l'oscillateur local émission. Sur les anodes de ce tube, on recueille donc le signal à la fréquence d'émission désirée, qui se trouve amplifié dans quatre étages symétriques avant d'être appliqué au feeder d'antenne.

e — *Eléments de contrôle* : un redresseur détecte le signal HF émis, la modulation vidéo à laquelle se trouve superposée la modulation son est ainsi disponible sur une prise de contrôle.

Par ailleurs, des fiches de mesure permettent de vérifier en exploitation, le régime de fonctionnement de chaque tube à l'aide d'un appareil de mesure incorporé.

Remarques :

— Le changement de canal s'effectue très simplement par substitution des blocs oscillateur HF réception et émission, et des bobinages HF émission.

— En cas de réémission en « Off-Set », des blocs pilotes équipés de quartz à haute stabilité viennent stabiliser les oscillateurs locaux émission et réception.

Caractéristiques techniques des réémetteurs RE 120/320.

Puissance : Standards avec son en modulation d'amplitude : 300 mW, crête image.

Standards avec son en modulation de fréquence : 3 Watts, crête image.

Bande passante : conforme aux normes imposées

Impédances d'entrée et de sortie : 50 ohms.

Sensibilité utilisable (*) : 250 μV.

Facteur de bruit : 8 dB.

Linéarité : 5 % pour le signal de luminance.

Intermodulation :

— protection de l'image par rapport au son >40 dB.

— protection du son par rapport à l'image > 50 dB.

Commande automatique de gain :

Pour une variation de 20 dB du niveau d'entrée HF sur la porteuse image, la puissance de sortie varie de moins de 3 dB.

* Il semble important d'ouvrir ici une parenthèse sur le problème de la sensibilité des réémetteurs. On peut s'étonner de trouver un chiffre de sensibilité inférieur à ceux couramment rencontrés pour les récepteurs de télévision, qui sont de l'ordre de 100 μV. Ceci s'explique par le fait que le réémetteur doit assurer un service continu indépendamment des fadings éventuels et fournir une image dont le rapport signal/bruit soit élevé. En effet, on considère que la limite inférieure du rapport $\frac{\text{signal crête}}{\text{bruit quasi crête}}$ compatible avec une image de qualité est de l'ordre de 20 dB ; ce qui conduit à un niveau d'entrée minimum de 250 μV. (Ces chiffres sont valables pour le standard français).

3.2. Réémetteurs 3 watts — 20 watts RE 123/RE 323.

La puissance peut être portée à 3 Watts pour le standard français et 20 Watts pour les autres standards, par adjonction d'une platine portant un amplificateur supplémentaire à voie unique. Cette platine peut être incluse dans l'armoire contenant le réémetteur RE 120/320. Ce nouveau réémetteur est également conforme aux spécifications de la R.T.F.

3.3. Réémetteur 500 Watts, RE 122/322.

Pour les standards avec son en modulation d'amplitude, on utilise deux voies séparées. Le réémetteur image délivre une puissance de 500 Watts crête sans démodulation, tandis que le signal son est transmis par un émetteur conventionnel. Le signal son est recueilli par détection du signal reçu dans l'amplificateur MF de réception.

Pour les autres standards, la transmission du son et de l'image s'effectue par une voie unique comme dans le modèle précédent. Ce matériel est également conçu afin d'obtenir une grande sécurité d'exploitation, en vue d'un fonctionnement sans surveillance.

Présentation : le réémetteur est présenté dans une baie dont les dimensions sont les suivantes :

largeur : 0,79 m
hauteur : 2,23 m
profondeur : 0,89 m.

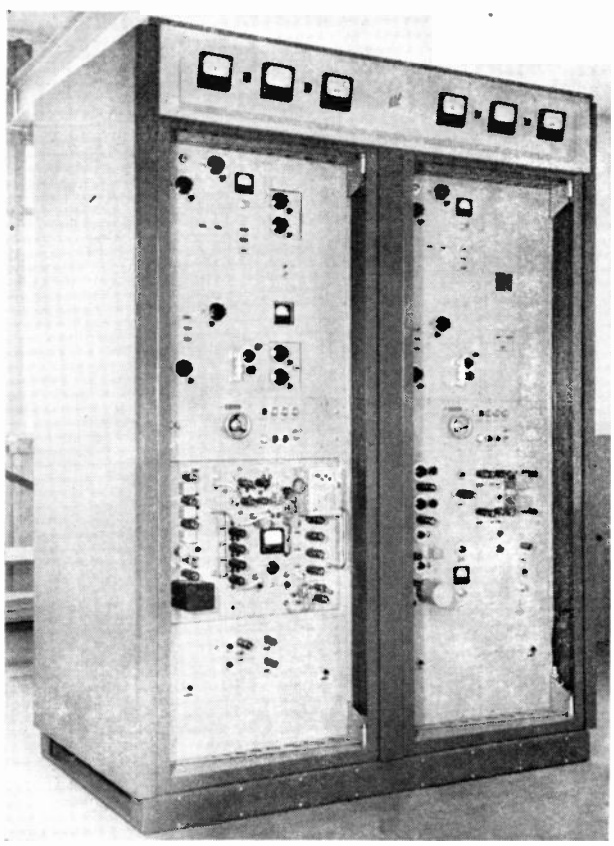


Fig. 4. — Réémetteur 500 watts pour le standard français. RE 122/322. La baie de gauche contient le réémetteur image. La baie de droite contient l'émetteur son associé.

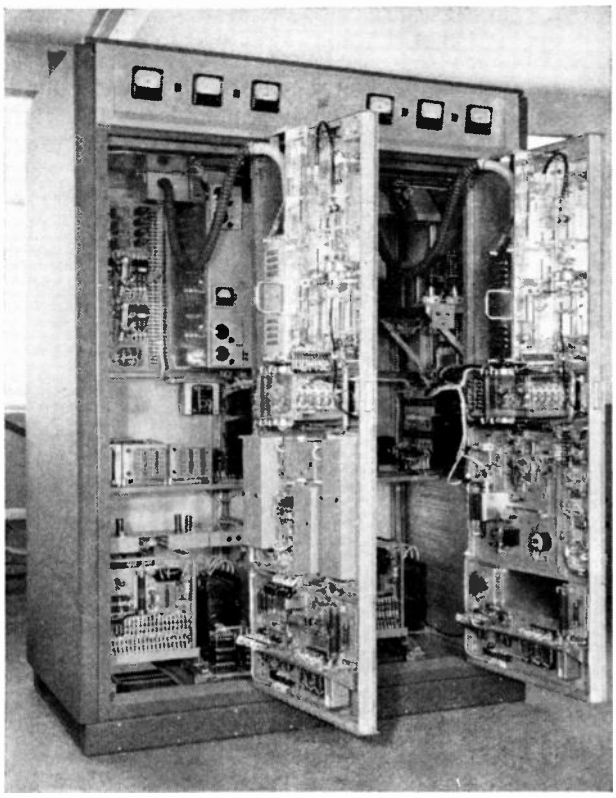


FIG. 5. — Réémetteur 500 watts, RE 122/322. Vue portes ouvertes.

Description électrique : le réémetteur comprend :

— la partie 3 watts conforme à la description du paragraphe précédent,

— un amplificateur HF à trois étages équipés de tubes QQE 06/40, 4 × 250 B et QBL 5/3500 pour l'étage final.

La sortie s'effectue sur un feeder d'impédance 50 ohms. Dans ce réémetteur, la Commande Automatique de Gain se réfère à l'amplitude de suppression du signal image.

Caractéristiques techniques.

— La puissance réémise est de 500 watts image pour tous les standards.

— Bande de fréquences :

— réception : Bande I et Bande III

— émission : RE 122 : Bande I ; RE 322 : Bande III.

Toutes les autres performances sont identiques à celles d'un réémetteur 3 watts.

4. Aériens.

Deux types d'antennes d'émission ont été développés pour répondre aux diverses conditions d'installation :

— l'une directive,

— l'autre omnidirectionnelle.

4.1. Aérien directif.

Il est constitué de deux antennes Yagi à six éléments, alimentées par un dispositif permettant une réduction d'écho. Cet aérien peut donner une ou deux directions principales de rayonnement suivant l'angle formé par les deux antennes.

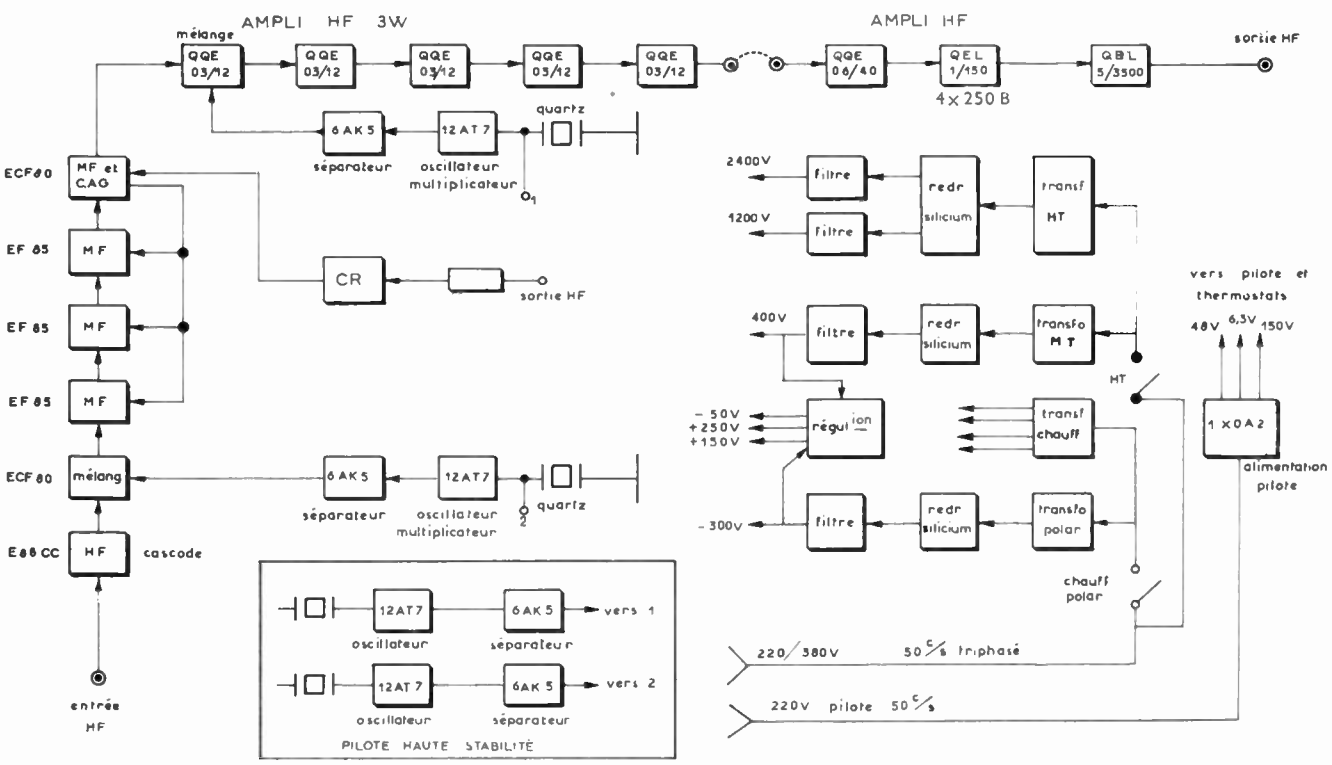


FIG. 6. — Schéma du réémetteur RE 122/322.

Le gain par rapport au dipôle demi-onde est le suivant :

— 11 dB pour une direction principale de rayonnement,

— 8 dB pour deux directions principales de rayonnement.

L'angle d'ouverture est de ± 25°, à demi-puissance dans le plan des dipôles et de ± 15° dans le plan perpendiculaire, ou de ± 30°, également à demi-puissance, pour deux directions de rayonnement.

La polarisation du champ peut être horizontale ou verticale.

4.2. Aérien omnidirectionnel.

Cet aérien, constitué par un groupement de dipôles en V, est réalisé en deux versions.

Par rapport au dipôle demi-onde, les gains sont les suivants :

— G = 3,8 dB pour la version normale,

— G = 6,8 dB pour la version à grand gain.

Le diagramme est omnidirectionnel avec tolérance de ± 2,5 dB dans le plan horizontal. La polarisation du champ HF est horizontale.

4.3. Aériens de réception.

Ils sont réalisés au moyen d'antennes Yagi classiques, dont le gain est choisi en fonction des conditions de réception.

5. Appareillage de mesure nécessaire à l'étude, à la réalisation et aux recettes des réémetteurs.

Etant donné les faibles puissances mises en jeu (parfois quelques centaines de mW), on pourrait penser que l'étude des réémetteurs ne nécessite pas de moyens techniques importants. Or, dès que l'on attaque ce problème sur le plan expérimental, on constate que les plus grandes difficultés résident dans la nécessité de disposer d'un appareillage de mesure complexe ; celui-ci n'étant pas disponible sur le marché mondial, on est obligé de le réaliser avant d'aborder l'étude proprement dite.

Il faut en effet disposer des éléments suivants :

— Un émetteur image et un émetteur son multicanaux, dont les performances doivent être comparables à celles exigées d'un émetteur de télévision de grande puissance, avec diplexage des signaux HF image et son.

— Un récepteur multicanaux de haute qualité, servant d'étalon, dont les distorsions sont négligeables devant celles du réémetteur en essai.

Ce sont les éléments essentiels du dispositif de mesure, mais il n'en constituent pas la totalité ; on doit leur ajouter des appareils tels que :

— générateur de signaux types

— wobbulateurs MF et video

— oscilloscope à large bande

— analyseur de spectre HF

— mesureurs de phase en HF et MF.

Le dispositif à réaliser est celui d'une chaîne de télévision complète, de la source de l'image au récepteur, dont la qualité soit telle que les distorsions qu'elle introduit soient négligeables devant celles du réémetteur que l'on y intercale comme convertisseur de fréquence.

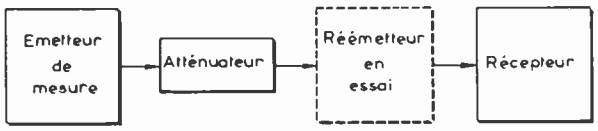


Fig. 7. — Dispositif de mesure.

Pour les mesures, une méthode de double tarage est utilisée. Toutes les performances sont d'abord contrôlées, l'émetteur étant directement relié au récepteur, puis de nouveau en intercalant le réémetteur dans la chaîne. On peut ainsi en déduire avec le maximum de précision, les caractéristiques réelles de celui-ci.

Bien entendu, la multiplicité des standards ne fait que compliquer le problème ; il faut en effet disposer d'émetteurs image modulés avec la polarité positive ou négative. d'émetteurs son modulés en amplitude ou en fréquence, et évidemment des récepteurs correspondants.

Lorsque l'on effectue des mesures sur les réémetteurs, on constate que l'appareil en essai ne représente qu'une fraction négligeable du matériel devant l'ampleur du dispositif de contrôle mis en jeu, celui-ci étant très souvent plus important que pour les mesures sur les émetteurs de puissance.

Conclusion.

Le problème des réémetteurs se posera avec une acuité d'autant plus grande que les réseaux de télévision deviendront plus denses. En effet, le pourcentage de la population desservie par les émetteurs tend vers une limite déterminée en particulier par les conditions géographiques et économiques. Le souci des administrations d'assurer un service de télévision même aux zones les plus déshéritées, impose aux principaux pays européens de s'équiper en réémetteurs de tous types. Ceci constitue la phase finale de l'établissement d'un réseau, pour la transmission d'un programme, dans des pays ayant un relief moyen. Dans le cas de pays à relief montagneux, il n'est pas exclu que les récepteurs desservis par les réémetteurs ne deviennent plus nombreux que ceux recevant un émetteur dit principal.

Avant de terminer, nous tenons à exprimer nos remerciements aux Services Techniques de la Radiodiffusion française, pour l'intérêt qu'il ont bien voulu porter aux études effectuées dans nos laboratoires dans le domaine des réémetteurs.

Ces études ont été menées sous la responsabilité de MM. Babillon, Laborde et Simond-Cote, Ingénieurs au Département Etudes Télévision de la Compagnie Générale de T.S.F.

LES RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION DE LA COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON 300 MILLIWATTS (TH-T 669) ET 3 WATTS (TH-T 670)

PAR

M. NADEAU

Ingénieur au Service « Emetteurs »
de la Compagnie Française Thomson-Houston

L'étude de réémetteurs de télévision de quelques watts, voire même d'une fraction de watt, ne semble pas, a priori, poser de problème particulièrement délicat et il n'est que de voir le nombre de réémetteurs réalisés à ce jour par des moyens simples en utilisant des techniques « amateur » et rendant néanmoins d'appréciables services.

La C.F.T.H. a cependant abordé ce problème d'un point de vue plus général en se préoccupant, dès l'origine, du stade définitif que constituera la couverture *entière* de tout le territoire métropolitain en émissions de télévision d'une qualité *absolument équivalente* à celle que l'on obtient dans la zone d'action des émetteurs de télévision à forte puissance.

Cette nécessité de qualité qui a été imposée comme condition essentielle a très vite conduit à un réémetteur de télévision conçu comme un ensemble hautement spécialisé, soulevant des problèmes particuliers et nécessitant une étude approfondie et par conséquent coûteuse, un appareillage de mesure très important et un soin particulier apporté à la fabrication et au réglage de l'appareil.

Les spécifications récemment définies par les Services Techniques de la Radiodiffusion Télévision Française ont apporté une confirmation à cette conception et ont permis de préciser les normes de qualité applicables.

Lors de l'étude de ces réémetteurs, trois points essentiels ont été soulignés :

— simplicité de principe et simplicité de réglage,
— robustesse et sécurité d'emploi,
— stabilité des performances malgré l'absence de surveillance.

Ces différents facteurs, ajoutés aux impératifs des normes R.T.F. (spécifications SN 745 A et SN 745 A/B) ont imposé une technique et une technologie particulières à cette sorte de matériel et ont conduit à la création d'organes spécialement adaptés inexistants jusqu'alors, et qui trouveront dans l'avenir d'autres emplois dans le domaine des transmissions VHF à large bande.

I. Choix du système de conversion de fréquence et de réémission.

Deux solutions sont a priori à envisager :

— amplification des voies image et son sur une chaîne commune ou deux chaînes séparées.

— utilisation d'une fréquence intermédiaire (double changement de fréquence) ou transposition directe.

1.1. Chaine d'amplification des voies image et son.

Le premier objectif de ce réémetteur étant un prototype de très faible puissance comportant le minimum de circuits, le système d'amplification et de changement de canal sans séparation des voies image et son semble devoir être adopté. Ce système permet de réduire le nombre de tubes et de circuits associés ; mais il n'est économique que pour des puissances inférieures à 500 milliwatts. Au delà, on est amené, pour éviter la diaphonie entre les modulations des porteuses image et son à utiliser des tubes d'une puissance telle qu'elle devient prohibitive et entraîne un gaspillage d'énergie inacceptable.

C'est donc la transmission commune des deux voies qui a été adoptée pour le réémetteur 300 milliwatts et la séparation des voies image et son qui a été appliquée au réémetteur 3 watts.

1.2. Emploi d'une fréquence intermédiaire ou transposition directe.

La plupart des réémetteurs réalisés jusqu'à l'heure actuelle (avec ou sans séparation des canaux image et son) comportent un amplificateur à fréquence intermédiaire fonctionnant dans une bande de fréquence comprise entre 25 et 50 MHz. Il est en effet facile d'obtenir sur des fréquences de cet ordre des amplifications importantes avec des tubes courants et de tenir les caractéristiques de la courbe amplitude/fréquence donnée en utilisant des circuits et des réjecteurs de structure classique. Toutefois, le deuxième changement de fréquence, s'il ne s'opère pas à niveau faible, entraîne de la diaphonie et des distorsions.

Mais outre la complexité du matériel et le grand nombre de tubes employés (deux tubes changeurs de fréquence, deux quartz pilotes et deux ensembles oscillateurs-multiplicateurs de fréquence au lieu d'un) les très nombreuses combinaisons de fréquences parasites qui, pour certains couples de canaux de réception ou d'émission, se traduisent par des interférences gênantes à des fréquences fixes sont un inconvénient majeur.

Ce problème, déjà complexe en ce qui concerne les combinaisons possibles de canaux d'émission et de réception en bande III devient presque inextricable si l'on désire étendre l'emploi des réémetteurs aux combinaisons de canaux bande I/bande III ou bande III/bande I.

On est alors obligé d'utiliser, selon les combinaisons de canaux de réception et d'émission, différentes valeurs de fréquences intermédiaires, ce qui complique la réalisation et s'oppose à la standardisation du matériel.

Le système de réémission avec transposition directe du canal de réception dans le canal d'émission échappe par principe à ces inconvénients. Il pose toutefois des problèmes délicats en ce qui concerne la stabilité dans le temps d'étages amplificateurs à grand gain ayant une bande passante de 15 MHz dans la bande III, et surtout la réalisation de réjecteurs à forte surtension et de filtres destinés à respecter avec une bonne marge de sécurité, les limites de la courbe amplitude/fréquence définies par la spécification SN 745 A et, éventuellement, à opérer la séparation des voies image et son.

Canaux de réception	Bande I				Canaux d'émission							
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Bande I 1					121 sup.	216,4 inf.	134,15 sup.	229,55 inf.	147,3 sup.	242,7 inf.	160,45 sup.	255,85 inf.
Bande I 2					216,4 inf.	121 sup.	229,55 inf.	134,15 sup.	242,7 inf.	147,3 sup.	255,85 inf.	160,45 sup.
Bande I 3					107,85 sup.	229,55 inf.	121 sup.	242,7 inf.	134,15 sup.	255,85 inf.	147,3 sup.	269 inf.
Bande I 4					229,55 inf.	107,85 sup.	242,7 inf.	121 sup.	255,85 inf.	134,15 sup.	269 inf.	147,3 sup.
5	121 inf.	216,4 inf.	107,85 inf.	229,55 inf.					26,3 sup.	363,7 inf.	39,45 sup.	376,85 inf.
6	216 inf.	121 inf.	229,55 inf.	107,85 inf.					363,7 inf.	26,3 sup.	376,85 inf.	39,45 sup.
7	134,15 inf.	229,55 inf.	121 inf.	242,7 inf.							26,3 sup.	390 inf.
8	229,55 inf.	134,15 inf.	242,7 inf.	121 inf.							390 inf.	26,3 sup.
9	147,3 inf.	242,7 inf.	134,15 inf.	255,85 inf.	26,3 inf.	363,7 inf.						
10	242,7 inf.	147,3 inf.	255,85 inf.	134,15 inf.	363,7 inf.	26,3 inf.						
11	160,45 inf.	255,85 inf.	147,3 inf.	269 inf.	39,45 inf.	376,85 inf.	26,3 inf.	390 inf.				
12	255,85 inf.	160,45 inf.	269 inf.	147,3 inf.	376,85 inf.	39,45 inf.	390 inf.	26,3 inf.				

Fig. 1. — Choix de la fréquence d'oscillateur local pour un réémetteur.

Ces problèmes ont pu être résolus et le recours au double changement de fréquence a été rendu inutile.

Le tableau (figure 1) précise les combinaisons possibles de couples de canaux de réception et d'émission.

Le nombre porté dans chaque case indique la fréquence d'oscillation locale (en mégahertz) nécessaire pour obtenir la transposition de canaux correspondant à la case, et la bande latérale retenue (supérieure ou inférieure).

II. Description et présentation des réémetteurs.

2.1. Réémetteur 300 milliwatts THT 669 (fig. 2)

Le réémetteur 300 milliwatts est composé des éléments suivants, réalisés sous forme de platines distinctes et amovibles :

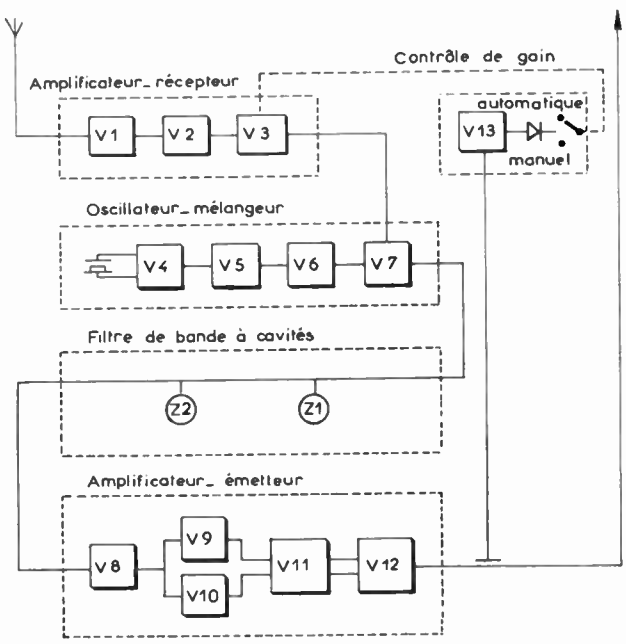


Fig. 2. — Schéma de principe du réémetteur télévision 0,3 watt.

2.1.1. *Récepteur à large bande.*

Le récepteur accordé sur le canal de réception comprend trois tubes :

a) un tube double-triode à faible bruit. Le circuit d'entrée de ce tube forme filtre et assure une adaptation correcte au câble coaxial d'arrivée.

Le taux d'ondes stationnaires dans l'étendue de fréquence correspondant au canal de réception reste inférieur à 1,5. Le gain du tube d'entrée est de l'ordre de 20 dB et son facteur de bruit inférieur à 6 dB.

b) un tube pentode à forte pente, assurant une amplification minimum de 18 dB sur le canal le plus élevé de la bande III.

c) un tube pentode assurant la commande de gain automatique ou manuelle sans modification de la courbe de transmission amplitude-fréquence.

2.1.2. *Ensemble oscillateur-mélangeur.*

Le tube mélangeur est une double triode. La sortie symétrique assure une bonne élimination, par opposition de phase, des fréquences du canal d'entrée. Le signal est appliqué à un transformateur symétriseur spécial couvrant les bandes I et III, de dimensions très réduites.

La fréquence d'oscillation locale pour le changement de fréquence est fournie par un oscillateur à quartz suivi d'un séparateur et d'un amplificateur fonctionnant éventuellement en multiplicateur de fréquences.

2.1.3. *Filtre de bande.*

Ce filtre de bande permet de modifier la transmission aux extrémités du canal d'émission conformément au gabarit imposé.

Il se compose de plusieurs cavités miniaturisées réglables associées à des tronçons de câbles coaxiaux.

Par l'emploi de telles cavités dérivées des cavités de grand volume utilisées dans les émetteurs de télévision et de modulation de fréquence, une simplification considérable dûe à la transposition directe du canal par changement de fréquence unique a été obtenue.

La miniaturisation de ces cavités a été réalisée par utilisation de cylindres concentriques, l'impédance restant constante entre deux cylindres successifs. Le réglage principal de la fréquence de résonance est assuré par un plateau solidaire de l'un des cylindres et qui constitue une capacité d'appoint. Les réglages (gros et fin) permettent l'accord dans toute l'étendue de la bande III. Un curseur réglable, solidaire de la prise coaxiale de sortie permet de régler le degré de couplage avec le circuit associé. Le coefficient de surtension obtenu est compris entre 600 et 1 000.

Pour la bande I, les cavités sont remplacées par des circuits classiques ayant approximativement les mêmes dimensions.

2.1.4. *Amplificateur d'émission.*

Cet amplificateur assure l'amplification simultanée des voies image et son jusqu'à un niveau maximum de 300 milliwatts pour chacune des voies. Il comporte un étage d'entrée suivi d'un étage amplificateur formé de deux tubes identiques en montage symétrique. Cet ensemble excite un tube double tétrode suivi d'un second tube semblable en étage de sortie, couplé au feeder d'émission. Une très faible fraction de la puissance de sortie est dérivée sur une prise spéciale destinée à la commande automatique de gain et à la vérification de la puissance émise.

2.1.5. *Commande automatique de gain.*

La commande automatique de gain comporte un tube amplificateur HF qui sépare la porteuse image de la porteuse son et l'amplifie. Le signal est ensuite détecté puis appliqué au récepteur. L'amplitude de ce signal est réglable, ce qui permet d'ajuster la puissance émise à la valeur nominale ou à toute

autre valeur plus faible. Un inverseur permet de supprimer la commande de gain automatique et de la remplacer par une commande manuelle.

2.1.6. *Contrôle et raccordements HF.*

Cette platine groupe d'une part un appareil de mesure et un commutateur permettant de contrôler les courants d'anode de toutes les lampes et la puissance de sortie et d'autre part plusieurs prises de raccordement HF qui assurent les liaisons coaxiales entre les différentes platines.

2.1.7. *Alimentation et stabilisation.*

L'alimentation est solidaire du châssis sur lequel sont fixées les platines précédentes. Le redresseur est du type silicium offrant toute sécurité quelles que soient les conditions climatiques. La stabilisation est assurée par un régulateur magnétique associé à un filtre d'harmoniques.

2.1.8. *Bloc réémetteur et armoire de protection.*

Le réémetteur proprement dit, monté sur châssis muni de glissières forme un ensemble entièrement autonome. Le volume occupe la moitié du volume disponible à l'intérieur de l'armoire de protection normalisée (SN 745 A/B) ce qui permet, si on le désire de placer deux réémetteurs l'un au-dessus de l'autre. Les parois latérales de l'armoire ont été aménagées en conséquence de rails aux endroits convenables, avec verrouillage automatique. Cette disposition permet, le cas échéant, de disposer de deux réémetteurs semblables, l'un étant normalement en service et le second en secours. Les seules manœuvres pour la mise en service du réémetteur de secours consistent à commuter manuellement à l'intérieur de l'armoire les prises coaxiales d'entrée et de sortie et la prise secteur. Le réémetteur hors service peut être alors vérifié et essayé en dehors de l'armoire, les organes étant immédiatement accessibles.

2.1.9. *Accessoires.*

L'armoire (avec un ou deux réémetteurs) comporte trois sondes détectrices spéciales (sonde à haute impédance simple — sonde à haute impédance symétrique — et sonde à impédance d'entrée 50 ohms) destinées, sans démontage de platine, à la vérification globale ou étage par étage de la courbe de transmission amplitude/fréquence, au moyen d'un équipement classique (wobulateur et oscilloscope).

2.2. Réémetteur 3 watts TH — T 670 (fig. 3).

Ce réémetteur est conçu dans le même esprit que le précédent dont il dérive. Toutefois, les voies image et son sont séparées après changement de fréquence, ce qui implique, à la sortie du réémetteur l'emploi de deux antennes d'émission distinctes ou d'une seule antenne avec diplexeur.

2.2.1. *Récepteur à large bande.*

2.2.2. *Ensemble oscillateur-mélangeur.*

Nous citons pour mémoire ces deux sous-ensembles qui sont identiquement les mêmes que ceux du réémetteur 300 milliwatts.

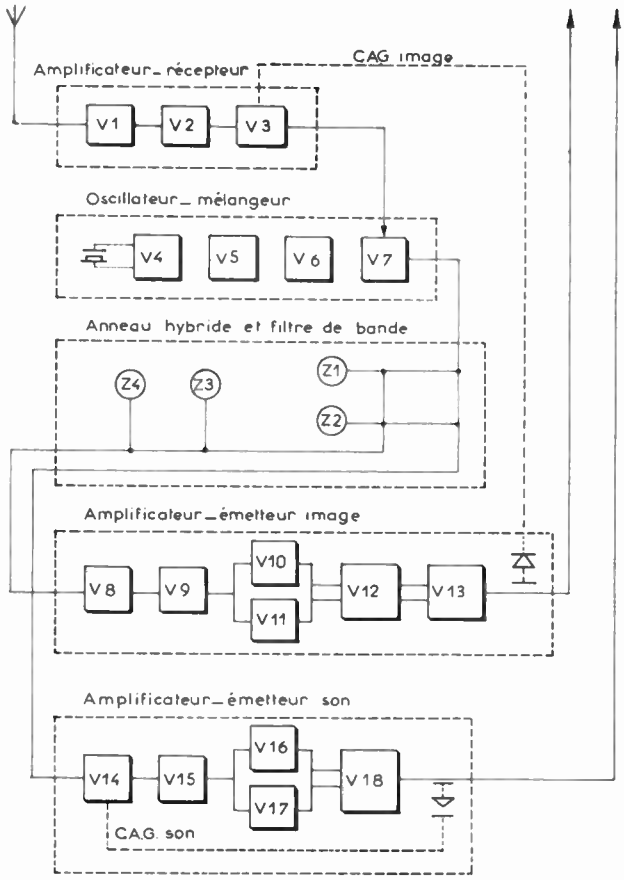


Fig. 3. — Schéma de principe des réémetteurs télévision 3 watts.

2.2.3. *Anneau hybride et filtre de bande.*

Le système de séparation des voies image et son est inspiré des diplexeurs à large bande développés depuis plusieurs années par la C.F.T.H. pour les émetteurs de télévision à grande puissance.

Le séparateur utilise un anneau hybride à large bande et deux cavités connectées comme l'indique la figure 4.

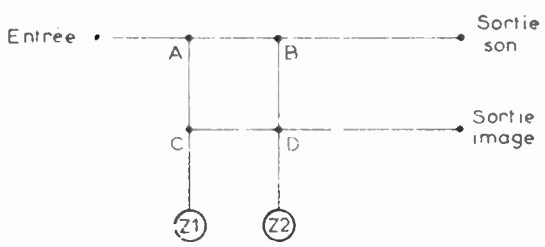


Fig. 4. — Schéma de principe de l'anneau hybride.

Les cavités Z_1 et Z_2, reliées aux points C et D par l'intermédiaire de tronçons de câbles en quart d'onde ramènent en ces points des court-circuits sur la fréquence du son, tandis que leur influence est négligeable sur toute l'étendue du spectre intéressant la voie image. Aux points A et B, les impédances

ramenées sur la fréquence son par les cavités Z_1 et Z_2 sont infinie (en négligeant les pertes) et la porteuse son est transmise intégralement au point B. Par contre, la porteuse image et le spectre de fréquences associé se trouvent au point B décalés de $\frac{\pi}{2}$ par rapport au point A par le parcours direct AB et de $\frac{3\pi}{2}$ par le parcours ACBD et s'annulent.

Au point D, relié à l'émetteur image, les signaux transmis par les sections ABD et ACD sont en phase. L'élimination de la porteuse son est assurée par la cavité Z_2.

Le problème de la miniaturisation des cavités ayant été résolu au préalable, celui de la miniaturisation de l'anneau hybride n'a pas soulevé de difficultés particulières. Son volume est de l'ordre de 150 cm³.

Le séparateur à anneau hybride et cavités est suivi d'un filtre de bande à deux cavités, analogue à celui utilisé dans le réémetteur 300 milliwatts.

2.2.4. *Emetteur-Image.*

Cette platine est de même structure que la platine « émetteur » du système 300 milliwatts, mais comporte un tube supplémentaire. La commande automatique de gain s'obtient directement par détection du signal de sortie et la tension de commande est appliquée au récepteur. Un inverseur permet un réglage manuel fixe de la puissance émise.

2.2.5. *Emetteur-Son.*

L'amplificateur émetteur son comporte quatre étages, les deux derniers fonctionnant en symétrique. La très faible bande passante à transmettre autorise l'emploi de condensateurs variables pour accorder les différents étages. Il s'ensuit que deux types de platines prévus respectivement pour la bande I et pour la bande III suffisent pour couvrir tout les canaux à l'intérieur de ces bandes.

2.2.6. *Contrôle et raccordement* HF — pour mémoire

2.2.7. *Alimentation et stabilisation* — pour mémoire.

2.2.8. *Bloc réémetteur et armoire de protection.* — pour mémoire.

2.2.9. *Accessoires.*

Ces sous-ensembles sont de même conception que ceux du réémetteur 300 milliwatts et de structure très voisine.

En particulier, les dimensions extérieures des chassis 300 milliwatts et 3 watts sont identiques et deux réémetteurs 3 watts peuvent être inclus dans l'armoire normalisée, ce qui correspond à l'utilisation optimum de tout son volume.

III. Particularités de réalisation.

Toutes les entrées et sorties des platines HF sont normalisées à 50 ohms. Les différents étages HF à large bande des sous-ensembles récepteurs et émetteurs comportent tous des points de tests adaptés aux sondes détectrices spéciales, et accessibles sans démontage de platine ou de capot. Toute anomalie de transmission peut ainsi être localisée rapidement. Les liaisons entre étages sont réalisées le plus souvent sous forme de cellules en π, ou en double π pour les circuits symétriques, ce qui permet, lors des réglages, une séparation satisfaisante des trois paramètres :

— accord primaire, accord secondaire et couplage.

Outre l'innovation que représente l'emploi de cavités et d'anneaux hybrides dans ce genre de matériel, nous avons été amenés à développer certaines pièces spéciales destinées à assurer à la fois une bonne tenue dans le temps et une reproductibilité facile des amplificateurs à grand gain particulièrement en bande III, telles par exemple les selfs VHF pour circuits symétriques et dissymétriques avec noyaux réglables et blocage, et un blindage spécial à faible capacité destiné aux tubes double-tétrodes des étages de sortie.

Grâce à ces dispositifs, il est possible de remplacer tous les tubes des réémetteurs par d'autres tubes pris au hasard sans que la courbe de transmission varie de plus de 2 décibels, et la mise au point des amplificateurs VHF ne présente pas plus de difficultés que celle d'un amplificateur MF classique.

IV. Performances.

Les performances des réémetteurs 300 milliwatts et 3 watts sont conformes aux conditions imposées par les spécifications SN 745 A et SN 745 A/B.

Par sécurité, les essais d'homologation ont été effectués pour les puissances de 320 milliwatts et de 3,2 watts. Les mesures de bruit de fond et de diaphonie ont été dissociées, car elles intéressent en fait deux phénomènes d'origines différentes. La diaphonie son-image ou image-son est dans tous les cas supérieure à 40 décibels.

Les distorsions de non-linéarité des signaux son et image sont négligeables (on retrouve à la sortie des réémetteurs les distorsions propres des émetteurs de mesure).

Les consommations secteurs sont :

— Pour le réémetteur 300 milliwatts : environ 180 VA.

— Pour le réémetteur 3 watts : environ 220 VA.

Les dimensions, hors tout, d'un bloc réémetteur (300 mW ou 3 W) sont :

— largeur : 517 mm.

— hauteur : 490 mm.

— profondeur : 386 mm.

V. Évolution vers des puissances supérieures.

Dans le cas où des puissances d'émission plus élevées (50 watts au plus) sont nécessaires, il est possible d'ajouter au réémetteur 3 watts TH-T 670 un bloc amplificateur comportant un amplificateur son, un amplificateur image, et une alimentation autonome.

Le bloc additionnel est de même structure que le bloc émetteur 3 watts, et l'ensemble inclus dans l'armoire normalisée.

Conclusion.

Les deux réalisations décrites dans les pages qui précèdent concrétisent l'état actuel de la technique dans le domaine de la spécialisation des éléments et de la miniaturisation. La simplicité de fonctionnement ne nous parait guère perfectible, si ce n'est au détriment des performances. Un nouveau progrès dans le sens de la miniaturisation et de la sécurité d'emploi pourra être obtenu par l'utilisation de transistors fonctionnant efficacement et d'une manière parfaitement sûre jusqu'à 200 mégahertz. L'avenir dira si l'on peut en envisager l'emploi dans un délai proche.

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. KOLARZ — « Fréquenzumsetzer als Kleinstsender ». *Rundfunktechnische Mitteilungen* avril 1957 n° 2.

[2] R. FREJAVILLE — « Le retransmetteur de programmes en télévision ». *Revue Technique C.F.T.H.*, Septembre 1956, n° 23.

[3] R. CHESNEAU — « Le diplexeur à large bande pour émetteurs de télévision ». *Revue Technique C.F.T.H.*, Septembre 1956, n° 23.

PROBLÈMES PRATIQUES RELATIFS A L'INSERTION DE SIGNAUX TYPES DANS L'EFFACEMENT VERTICAL EN TÉLÉVISION (1)

PAR

J. TASSO

Ingénieur à la Société La Radiotechnique

0.A — Introduction

Ces signaux « type » sont des signaux de mesure qui sont insérés sur deux, trois lignes ou plus, situées au voisinage de la trentième ligne à partir du top de synchronisation verticale.

Le nombre de signaux « types » dépend de l'utilisation : radiodiffusion, contrôle de téléviseurs, contrôle d'une transmission, etc.

Il est évident qu'on a intérêt à avoir le plus grand nombre de signaux fournissant le maximum de renseignements à choisir parmi :

1 — Un échantillonnage d'impulsions à temps de transition variés.

2 — Un échantillonnage similaire de paires d'impulsions.

3 — Des impulsions correspondant à des profondeurs de modulation variées.

4 — Une série de trains d'onde sinusoïdaux de différentes fréquences permettant un relevé rapide de la réponse amplitude-fréquence, et comme le procédé employé pour obtenir ces trains d'onde est tel que leurs phases sont constantes en fonction du temps, on peut aussi avoir des réponses phase-fréquence, à l'aide d'un oscillo double trace.

5 — Une dent de scie linéaire ou un escalier permettant de déceler les défauts de linéarité.

6 — Un créneau fournissant le repérage du blanc et qui facilite ainsi l'exploitation.

On ne peut disposer pour placer ces signaux « type » que de quelques lignes, c'est-à-dire du surplus de lignes normalement allouées au retour du balayage vertical dans les téléviseurs. Ce surplus est variable, d'un téléviseur à l'autre, mais on peut considérer vraisemblablement qu'il est au moins de 3 ou 4 lignes, compte tenu d'une marge de sécurité indispensable si l'on ne veut pas que les spectateurs soient gênés par la vision des signaux « type ».

Cette gêne est d'autant plus faible que la place occupée par les signaux « type » est petite. A gêne égale, on peut doubler toutefois la place disponible en utilisant de façon différente la trame paire et la trame impaire moyennant un montage simple à l'émission et sans aucune complication supplémentaire à la réception.

Enfin, les principaux problèmes pratiques seront, d'une façon générale :

I — Une différenciation éventuelle des trames paires et impaires, ce qui correspond à avoir les blocs (2), (5) et (6) du schéma de la figure 6, en supplément, par rapport au cas où on utilise de la même façon les deux trames, c'est-à-dire l'emploi supplémentaire d'une ECF 80 et trois 12AU7.

Par rapport au générateur de signaux « type » complet, ces quatre tubes représentent si peu de complication supplémentaire qu'on ne devrait pas hésiter. Quant à la stabilité du fonctionnement, elle reste bonne pour des variations de tension « batterie » de ± 40 %.

II — Le repérage du début des signaux « type ».

III — Le découpage de la place disponible et sa répartition entre les différents signaux « type ».

IV — La fabrication des différents signaux « type ».

V — La sélection des signaux « type » à la réception.

Les trois premiers paragraphes constituent le principal de ce texte.

(1) Conférence faite le 16 juin 1958 devant la 4e Section « Télévision » de la Société des Radioélectriciens.

O.B — **Définitions.**

Rappelons que la trame impaire est celle où le top de synchronisation verticale (top d'image) ne coïncide avec aucun top de synchronisation horizontale (top ligne), voir les formes d'onde (A) et (B) de la figure 1.

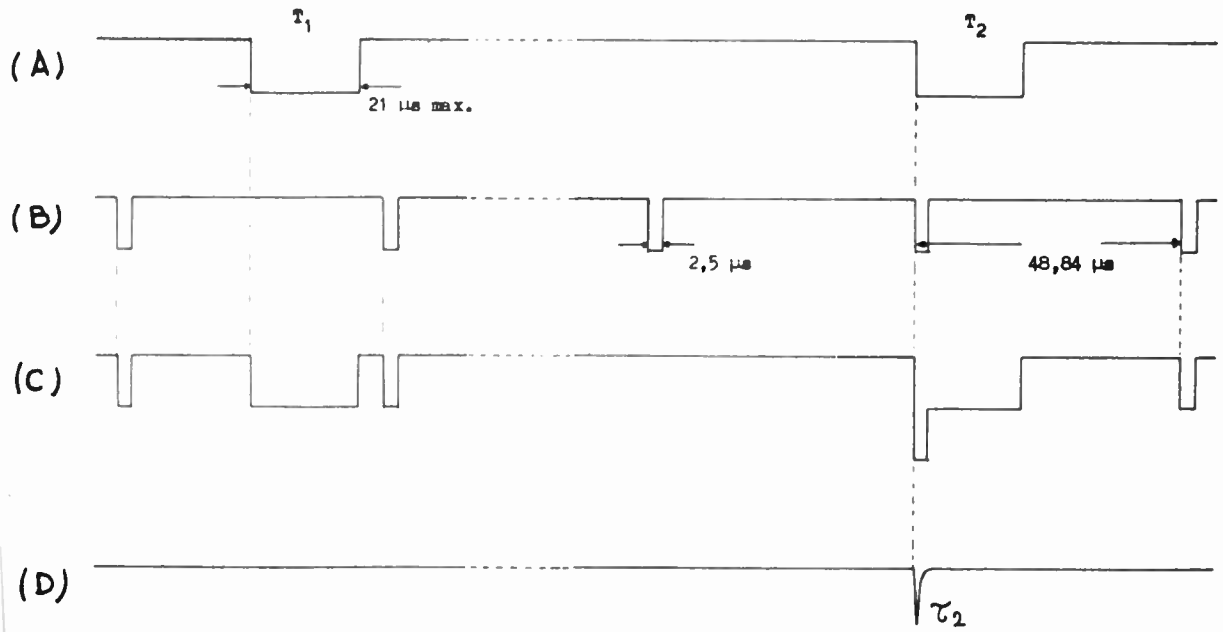


FIG. 1. — Obtention du repère τ_2 de la trame paire par simple addition des synchros ligne et image.

Appelons T_1 et T_2 les tops d'image respectifs de la trame impaire et de la trame paire. Dans la suite de l'expose, seul le flanc négatif du top d'image sera pratiquement utilisé (bistables attaqués de façon à être sensibles au flanc négatif seulement) ; nous continuerons donc à appeler T_1 et T_2 des tops de largeurs très différentes de celles de la figure 1 A, pourvu que leurs fronts avant coïncident à peu près, exemple : les tops d'image obtenus par une intégration partielle de la synchro totale (voir figure 3.A).

Appelons τ_1 et τ_2 deux impulsions repérant respectivement les trames impaires et paires ; ces deux impulsions ne coïncident pas forcément avec les tops d'image, mais en sont relativement proches et sont parfaitement définies par rapport à T_1 et T_2.

La polarité des formes dessinées sur les figures n'est pas toujours celle qu'il convient d'utiliser ; il pourra s'agir d'une polarité positive ou négative, ce point ne sera précisé que lorsqu'il ne paraîtra pas évident.

Examinons maintenant chacun des problèmes énumérés plus haut.

I — **Différenciation des trames paires et impaires.**

L'utilisation différente des deux trames est intéressante si elle peut se faire sans grande complication, elle permet alors, pour une quantité d'information égale, une gêne beaucoup moins importante, ce qui a un intérêt primordial du point de vue de l'exploitation ; il semble que cet argument reste valable, même si on n'utilise que peu de lignes.

On verra que la méthode la plus simple et la plus économique consiste à obtenir d'abord un des deux repères τ_1 ou τ_2, soit τ_2 par exemple, puis d'obtenir τ_1 à partir de τ_2 et de l'ensemble (T_1, T_2) attaquant un bistable comme décrit plus loin au paragraphe I-C.

I-A — DIFFÉRENCIATION DES TRAMES DANS LE CAS LE PLUS FAVORABLE.

On dispose de la synchro ligne (sans top d'image), voir la forme (B) de la figure 1. Il suffit d'ajouter la forme (A) à la forme (B) pour obtenir (C) = (A) + (B). En écrêtant (C) et en utilisant cette forme avec une polarité convenable pour l'écrêteur, on obtient un repère τ_2 de la trame paire.

Pour obtenir τ_1 on utilisera la méthode décrite au paragraphe I-C.

I-B — DIFFÉRENCIATION DES DEUX TRAMES LORSQU'ON NE POSSÈDE PAS LA SYNCHRO LIGNE SANS TOP D'IMAGE.

Ce cas est très intéressant en pratique car il permet l'installation d'un générateur de signaux « types » à partir d'un signal video standard.

I-B-1 — *Méthode I — Injection de la synchro totale dans un circuit bouchon accordé sur la fréquence ligne* (voir tube 11 du schéma 6 et fig. 2).

La synchro totale est injectée sur la grille d'un tube, chargée par un circuit bouchon accordé sur la fréquence ligne.

Les tops de synchro ligne créeront, aux bornes du circuit bouchon, une onde pratiquement sinusoïdale, entretenue, (v. fig. 2).

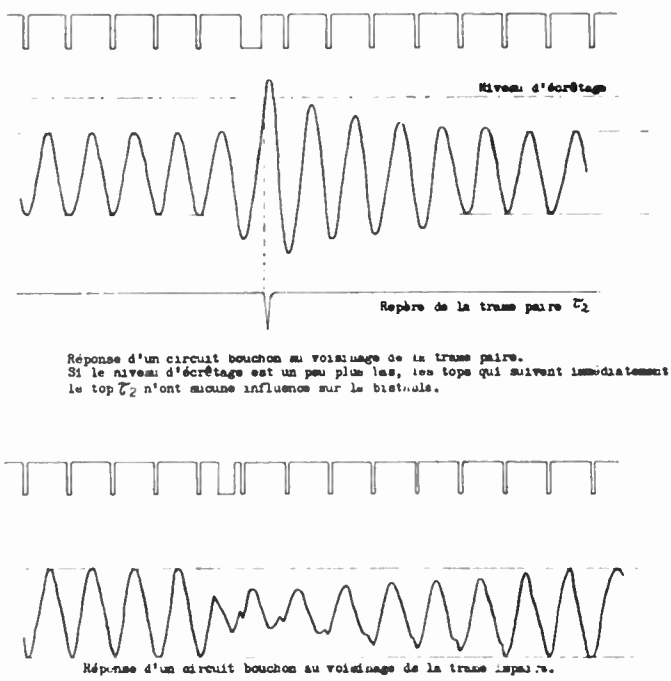


FIG. 2.

impaire on a deux tensions qui s'ajoutent en opposition de phase, donc une diminution de tension, ce qui mène à la forme d'onde figurée sur la plaque du tube 11 du schéma 6, et en détail sur la figure 2.

A l'aide d'une lampe écrêteuse, on isole facilement le top τ_2 repère de la trame paire (tube 12 du schéma 6).

L'expérience a montré qu'avec un circuit bouchon, de préférence sans noyau de ferrite, la stabilité est très bonne.

Pour le signal « 625 lignes » il est bon d'éliminer d'abord les tops d'égalisation (par un retard de 2,5 µs par exemple). Les tops résiduels qui pourraient se trouver juste après le premier repère ne sont pas gênants, ils n'auront pas d'influence.

I-B-2 — *Méthode II — Retard du signal de synchro totale* (fig. 2 *bis*).

A l'aide d'un câble de 11 mètres de long (Hacketal HH 2 500), retardons le signal de synchro représenté par la forme (A) de la figure 2 *bis*, d'un temps égal à 21 µs, ce qui représente la largeur maximum que peut prendre le top d'image d'après les normes de la RTF, puis à l'aide d'un simple mélangeur à résistances, ajoutons (A) à (B) ; on obtient la forme d'onde (C). Il suffit d'écrêter la forme (C) de la figure 2 *bis* (prise dans la polarité convenant à l'écrêteur), pour obtenir un repère τ_1 de la trame impaire. Cette deuxième méthode est beaucoup plus coûteuse que la première ; malgré la sécurité que peut

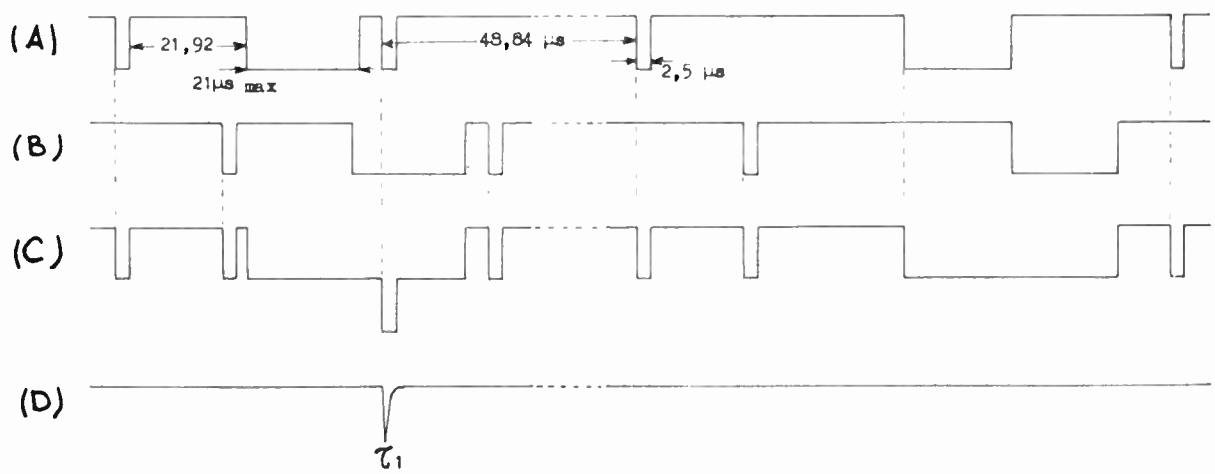


FIG. 2 *bis*. — Obtention du repère τ_1 par retard du signal total

Le top de trame paire, qui commence avec un top de ligne créera une onde sinusoïdale amortie, presque en phase avec la sinusoïde entretenue (cas classique de l'excitation d'un circuit bouchon par une impulsion unique).

Le top de trame impaire qui est décalé d'une demie période par rapport aux tops de ligne créera aux bornes du circuit une onde sinusoïdale amortie, presque en opposition de phase avec la sinusoïde entretenue.

On en conclut que pour le top de trame paire on a deux tensions qui s'ajoutent en phase, donc une augmentation de tension et pour le top de trame

amener la ligne à retard et qui paraît tentante, il n'est pas nécessaire de l'utiliser, car la première méthode donne entière satisfaction.

I-C — OBTENTION DE τ_1 A PARTIR DE τ_2 ET DE L'ENSEMBLE (T_1, T_2). (FIG. 3 ET TUBE 13 DE FIG. 6).

Dans les paragraphes I-A et I-B-1 on a montré comment on peut obtenir τ_2, et dans le paragraphe I-B-2 comment on peut obtenir τ_1 ; on pourrait donc considérer que le problème de la différenciation des deux trames est résolu, toutefois il est plus économique et plus simple d'obtenir l'un des repères à

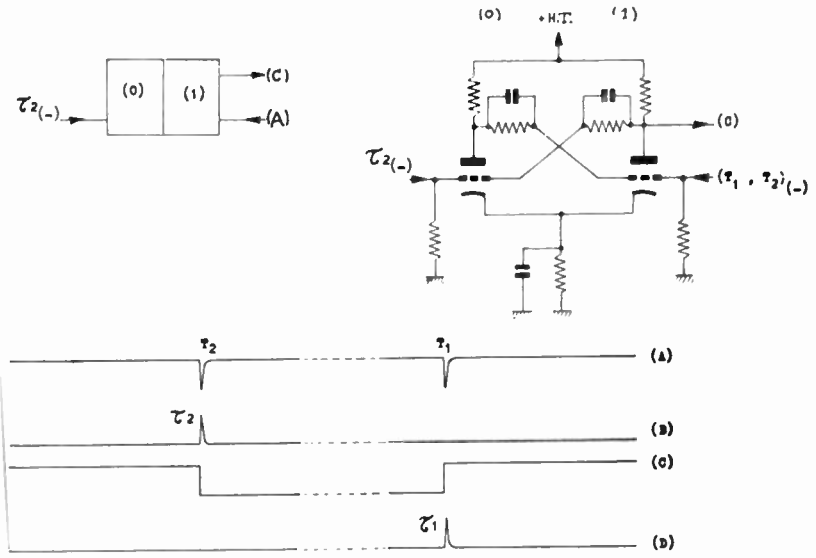


FIG. 3. — Obtention du repère τ_1 à partir de τ_2 et de (T_1, T_2).

partir de l'autre et de l'ensemble des deux tops d'image (T_1, T_2), comme suit :

Supposons que l'on obtienne d'abord τ_2. On l'envoie alors sur l'une des grilles d'un bistable défini par ses deux éléments (0) et (1), figure 3, la grille de (0) par exemple ; si la polarité de τ_2 est négative, l'impulsion τ_2 bloquera (0) et débloquera (1) ; sur la grille de (1) on envoie la forme d'onde comprenant les deux tops d'image T_1 et T_2 en polarités négatives. On voit immédiatement que sur la plaque de l'élément (1) du bistable on a la forme d'onde (C) de la figure 3. Après différenciation et écrêtage de l'impulsion négative on recueille la forme d'onde (D), c'est-à-dire le repère τ_1 de la trame impaire. Pour le bon fonctionnement du montage il faut que τ_2 ne soit pas en avance par rapport à T_2, ce qui ferait coïncider le flanc positif de (C) avec T_2 au lieu de T_1 ; en pratique ceci n'est pas le cas, en particulier la méthode de séparation de τ_2 par circuit bouchon (paragraphe I-B-1) donne un τ_2 en retard par rapport à T_2 de quelques microsecondes, ainsi T_2 n'a aucune influence sur le bistable. Il est préférable d'écrêter la partie indiquée sur la figure 2 et non la partie opposée, pour cette raison précisément.

Pour faciliter le raisonnement on a dit qu'on envoyait les signaux sur les grilles ; en pratique, pour attaquer la grille de l'élément (0), on passe le plus souvent par la plaque de l'élément (1) (voir tube 13 de la figure 6).

II — Repérage du début des signaux « Type »

A partir de τ_1 et de τ_2 il faut repérer le début des signaux types qui doivent se situer une trentaine de lignes après T_1 et T_2 ; pour cela on pourrait disposer de deux compteurs démarrant respectivement avec τ_1 et τ_2 et s'arrêtant après n lignes, mais il est

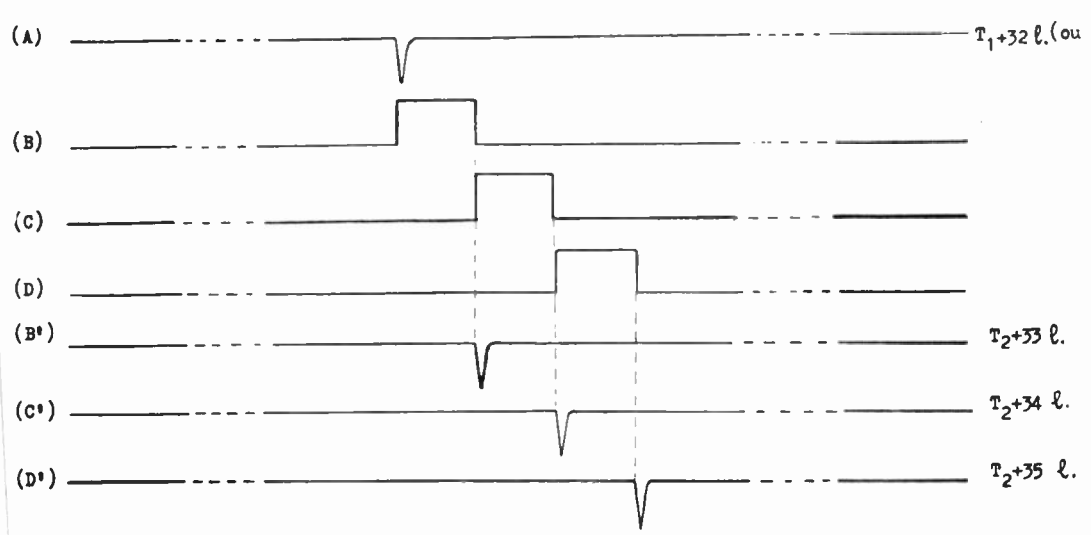


FIG. 4. — Fonctionnement du distributeur en anneau (Blocs VII et VIII du schéma 6).

plus économique d'employer un seul compteur fournissant les repères $T_1 + n$ lignes et $T_2 + n$ lignes ensemble et qui serait remis au zéro avec les tops d'image tout simplement, puis par un procédé analogue à celui employé au paragraphe I-C, on obtiendrait alors :

— le repère $T_1 + n$ lignes à partir de τ_1 et de l'ensemble ($T_1 + n$ lignes, $T_2 + n$ lignes) ;

— le repère $T_2 + n$ lignes à partir de τ_2 et de l'ensemble ($T_1 + n$ lignes, $T_2 + n$ lignes).

II-A — Repérage de la 32e ligne sur les deux trames.

Ce repérage est obtenu à l'aide d'un compteur classique composé de 5 tubes : (18), (19), (20), (21), (22), (voir bloc 3 du schéma 6), et comptant jusqu'à $n = 2^5 = 32$, la remise à zéro se fait avec les tops d'image (T_1, T_2), l'avancement du compteur se fait à l'aide de la synchro totale, mais en réalité seuls les tops de ligne sont utiles ; le fonctionnement du compteur est parfaitement classique ; rappelons seulement que le mode de liaison utilisé entre les bistables est symétrique sur les plaques et que les bistables sont sensibles à l'impulsion négative seulement, rappelons aussi que le compteur fournit toutes les 32 lignes une impulsion négative tendant à basculer le bistable d'arrêt (tube 23 du schéma 6), mais seule l'impulsion qui suivra le top de remise à zéro aura une influence sur ce bistable, toutes les suivantes ne pourront avoir d'effet qu'après un nouveau top de remise à zéro et à la sortie du bistable d'arrêt on recueille la forme d'onde figurée sur le tube 23 du schéma 6. Le flanc négatif de cette forme repère la 32e ligne sur chaque trame, seul ce flanc aura une action sur les bistables (7) et (14) qui servent à la séparation des repères $T_1 + 32$ lignes et $T_2 + 32$ lignes. Une contre réaction du tube (22) sur (20) ramènerait le couplage à 28.

II-B — Obtention de $T_1 + 32$ lignes et de $T_2 + 32$ lignes séparément.

Au paragraphe II-A on vient de montrer comment on peut obtenir $T_1 + 32$ lignes et $T_2 + 32$ lignes *simultanément*.

Pour dissocier ces deux repères, on opérera de la même façon qu'au paragraphe I-C.

Le tube (7) du schéma 6 fournit $T_1 + 32$ lignes à partir de τ_1 et de l'ensemble ($T_1 + 32$ lignes, $T_2 + 32$ lignes).

Le tube (14) du même schéma fournit $T_2 + 32$ lignes à partir de τ_2 et de l'ensemble ($T_1 + 32$ lignes, $T_2 + 32$ lignes).

En effet, après T_1 vient $T_1 + 32$ lignes qui bascule le bistable (7) ; l'impulsion suivante $T_2 + 32$ lignes qui a la même polarité que $T_1 + 32$ lignes ne change pas l'état du bistable, puis vient τ_1 qui le bascule de nouveau. De cette façon $T_2 + 32$ lignes est éliminé et à la sortie de (7) on a un repère de $T_1 + 32$ lignes.

Il en est de même en ce qui concerne le tube (14) qui fournit un repère de $T_2 + 32$ lignes.

II-C — Obtention des repères des lignes suivantes (Blocs (7) et (8) du schéma).

A partir de $T_1 + 32$ lignes un distributeur en anneau composé des tubes (8), (9) et (10) fournit les repères $T_1 + 33$ lignes, $T_1 + 34$ lignes et $T_1 + 35$ lignes.

Il en est de même pour le distributeur composé des tubes (15), (16), (17), fournissant $T_2 + 33$ lignes, $T_2 + 34$ lignes et $T_2 + 35$ lignes.

Ces distributeurs classiques sont des compteurs qui avancent d'une ligne à chaque lampe. La figure 4 donne les formes d'ondes. (A) représente $T_1 + 32$ lignes (ou $T_2 + 32$ lignes) ; (B), (C), (D) représentent les créneaux qu'on a sur les tubes (8), (9), (10) du schéma 6 ; après différenciation et écrêtage à l'aide d'une diode on retrouve les formes d'onde (B'), (C'), (D'). Rappelons que l'écrêtage de l'impulsion positive n'est pas nécessaire quand le repère attaque un bistable « basculé » de façon à être sensible à l'impulsion négative exclusivement.

III — **Découpage de la plaçe réservée aux signaux « Types ». Fig. 5.**

Une partie du découpage a été déjà faite par le repérage du début de chacune des lignes.

Pour le découpage à l'intérieur d'une ligne, on pourrait utiliser uniquement du câble à retard (15 m environ de câble HH. 2 500 Hacketal pour une ligne), ce qui n'est pas très extravagant car ce câble a 7 mm de diamètre et il est très souple, sans compter que toutes les lignes n'ont pas besoin d'un découpage.

L'impulsion qui déclenche le signal « type » est ainsi choisi au point du câble que l'on veut. Pour certains signaux « types » cette impulsion de déclenchement devra être écrêtée pour la rendre plus propre, mais ce cas peut être rendu exceptionnel, moyennant certaines précautions.

Une autre solution très attrayante consiste à utiliser les réflexions successives le long d'un câble à retard, puis après avoir écrêté les impulsions successives on peut s'en servir pour faire avancer un distributeur en anneau identique à celui figuré dans les cases (7) et (8) du schéma N° 6.

Le montage représenté figure 5 permet de diviser avec précision un intervalle très important, même plus grand qu'une ligne.

La partie utile d'une ligne est d'environ 40 microsecondes. Un problème pratique est de diviser cet espace en 7 portions égales de 5,5 microsecondes environ chacune ; chacune de ces portions pourra contenir un train d'onde de fréquence comprise entre 0,5 et 10 Mc/s ; ou correspondre à un échelon de l'échelle de linéarité.

Pour avoir des échos successifs, une ligne à retard peut être bouclée de plusieurs façons (voir fig. 5) ;

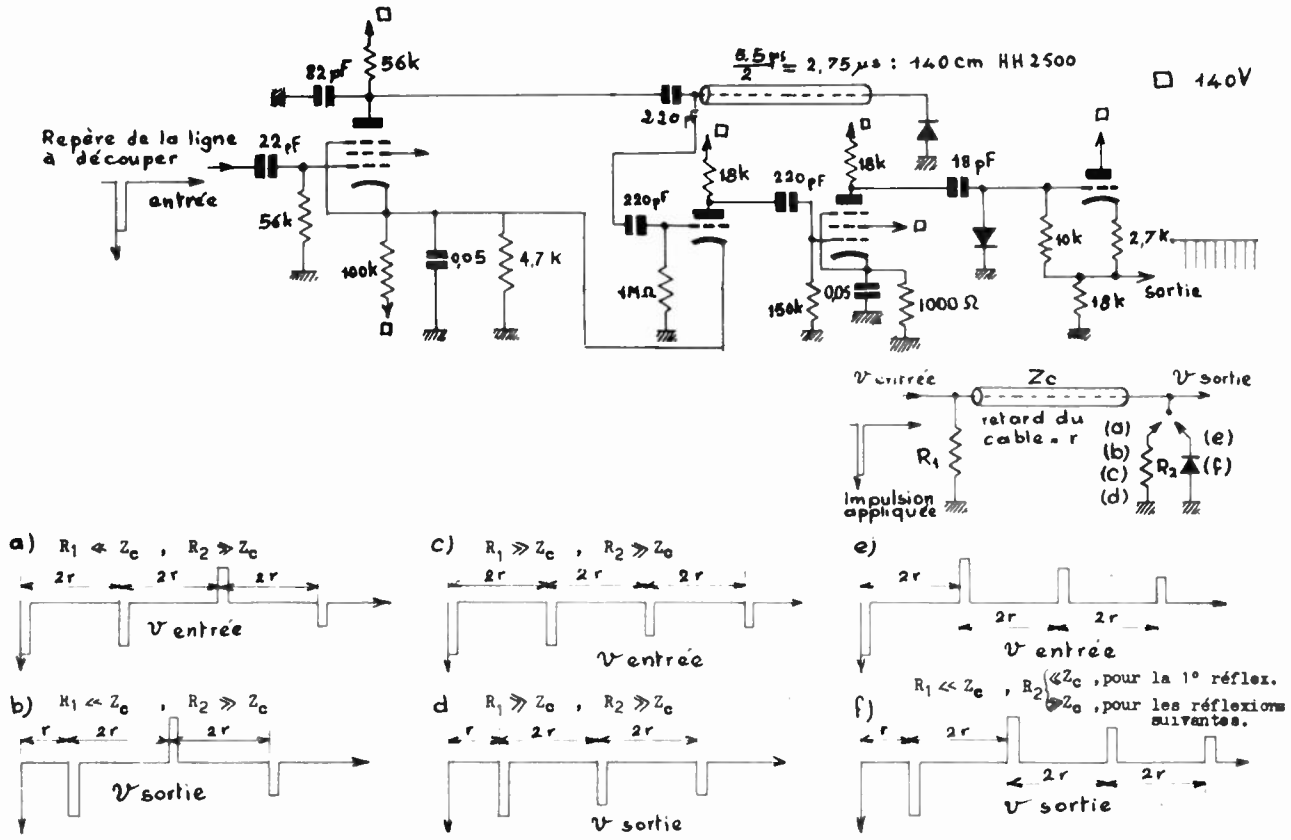


FIG. 5. — Découpage d'une ligne à partir des réflexions successives dans un « câble retard ».

Le découpage d'une ligne peut se faire pratiquement et avec un nombre minimum de réflexions, lorsque celles-ci ont toutes la même polarité (cas *c*, *d*, *e*, *f*). Les formes *e* et *f* obtenues par bouclage du câble sur une diode ont l'avantage supplémentaire de ménager une place libre avant les impulsions utilisées, qui constitue ainsi l'effacement ligne, ce qu'on ne saurait obtenir sans diode qu'en acceptant des réflexions de polarités alternées.

Pour avoir un plus grand nombre de réflexions à la sortie, retoucher les niveaux d'écrêtage et la capacité de 82 pF, qui sont critiques et fonctions de l'impulsion d'entrée.

on a utilisé le cas (*e*) de la figure 5, car il évite les réflexions inutiles qui se présentent lorsque Z_c est compris entre R_1 et R_2 et la place libre au début est égale à l'effacement ligne.

Le fait de boucler le câble par une diode permet de retourner la première réflexion ; en effet l'impulsion de départ est négative, en arrivant à l'extrémité du câble, elle se réfléchit sur un court-circuit (R interne de la diode $\ll Z_c$) elle change donc de signe et devient positive, or pour une impulsion positive, les deux extrémités du câble sont bouclées sur des impédances $\gg Z_c$ d'où la figure 5 (*e*) ou 5 (*f*)

En écrêtant la première impulsion négative à l'aide d'une diode, nous avons 7 portions égales de 5,5 µs plus un intervalle de libre, au début, correspondant à l'effacement ligne. C'est pour avoir, d'une façon simple, cet effacement que la première réflexion a été retournée grâce à un bouclage par une diode.

A partir de ces impulsions un distributeur en anneau comprenant 7 bistables montés identiquement au bloc (7) ou (8) du schéma 6, fournira 7 créneaux successifs de largeur 5,5 µs qui déclencheront respectivement 7 oscillateurs du genre décrit au paragraphe IV-D.

Pour obtenir une échelle, les impulsions seront dirigées sur un intégrateur à accumulation à deux diodes du genre décrit au paragraphe IV-C, toutefois cette échelle est inutile si l'on dispose de la dent de scie décrite au paragraphe IV-B.

IV — Fabrication des différents signaux types.

IV-A — Fabrication des impulsions et des paires d'impulsions.

Pour l'étude de la réponse transitoire d'une transmission, il faudrait disposer d'un certain nombre d'impulsions et de paires d'impulsions à temps de transition variés. Pour obtenir les premières, citons l'oscillateur bloqué (à transfo spécial évidemment), et l'univibrateur utilisant un montage à sortie cathodique pour coupler les deux tubes qui le composent, atténuant ainsi l'effet des capacités parasites.

Pour déterminer la largeur des impulsions d'une façon précise, on utilise la méthode classique du câble court-circuité à une extrémité (câble Hacketal HH. 1 500 ou HH. 2 000 par exemple).

Pour les paires d'impulsions, on pourra, soit utiliser l'écho fourni par un câble ouvert et écrêter l'impulsion et son écho dans un tube, (car l'écho est affaibli), soit mélanger l'impulsion d'entrée et de sortie d'un câble bouclé sur son impédance caractéristique, l'impulsion d'entrée doit être atténuée

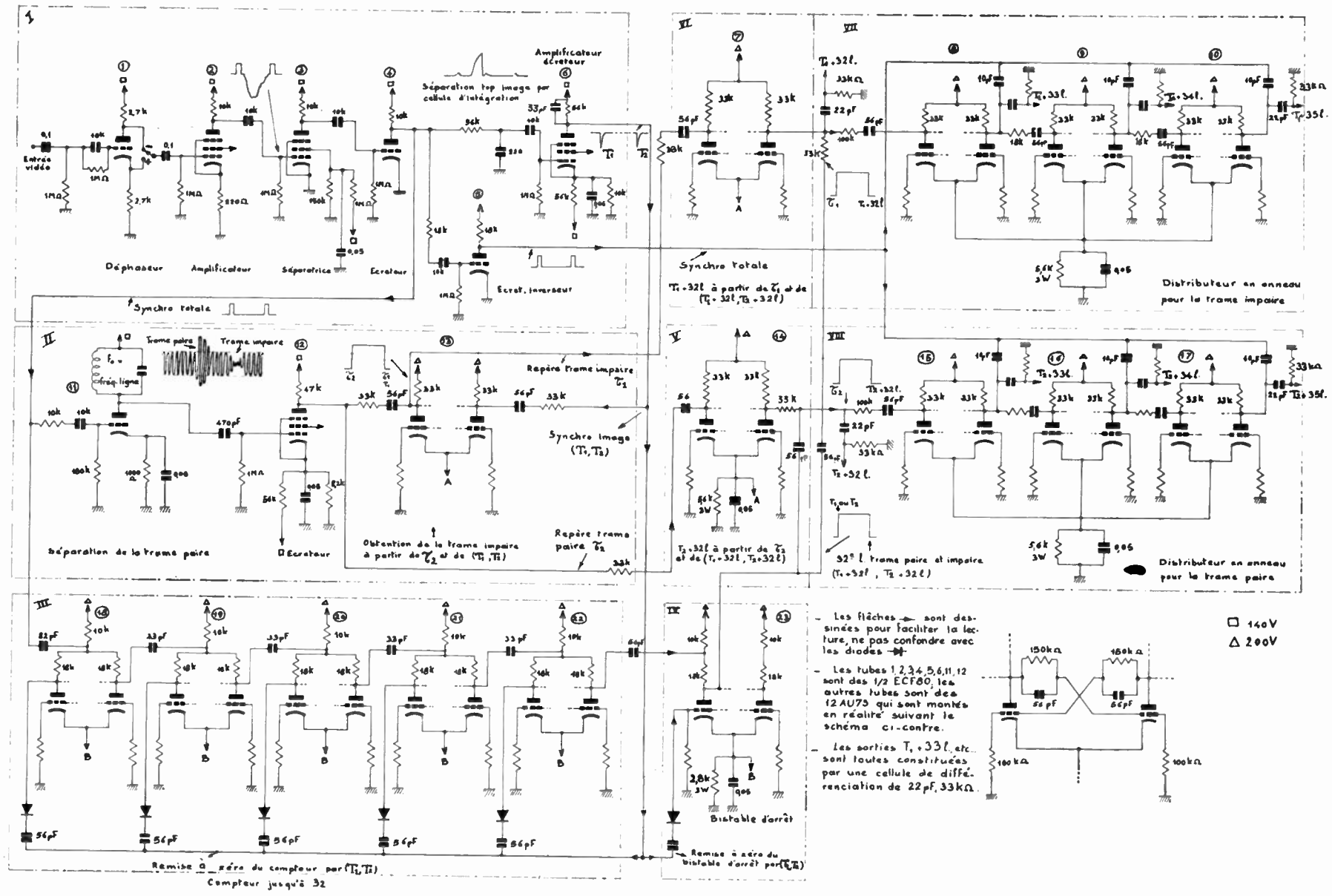

I
Entrée vidéo
Déphaseur
Amplificateur
Séparatrice
Ecrêteur
Amplificateur écrêteur
Séparation top image par cellule d'intégration
Ecrêt. inverseur
Synchro totale
II
Trame paire
Trame impaire
f₀ = fréq. ligne
Séparation de la trame paire
Ecrêteur
Repère trame impaire
Synchro image (T₁, T₂)
Obtention de la trame impaire à partir de τ₂ et de (T₁, T₂)
Repère trame paire τ₂
III
Remise à zéro du compteur par (T₁, T₂)
Compteur jusqu'à 32
IV
Bistable d'arrêt
Remise à zéro du bistable d'arrêt par (T₁, T₂)
V
Synchro totale
T₁ = 32 ℓ à partir de τ₁ et de (T₁ = 32 ℓ, T₂ = 32 ℓ)
T₂ = 32 ℓ à partir de τ₂ et de (T₁ = 32 ℓ, T₂ = 32 ℓ)
32 ℓ trame paire et impaire (T₁ = 32 ℓ, T₂ = 32 ℓ)
VI
VII
Distributeur en anneau pour la trame impaire
VIII
Distributeur en anneau pour la trame paire
Les flèches sont dessinées pour faciliter la lecture, ne pas confondre avec les diodes
Les tubes 1, 2, 3, 4, 5, 6, 11, 12 sont des 1/2 ECF80, les autres tubes sont des 12 AU 7 qui sont montés en réalité suivant le schéma ci-contre.
Les sorties T₁ + 33 ℓ, etc. sont toutes constituées par une cellule de différenciation de 22 pF, 33 kΩ.
140 V
200 V

FIG. 6

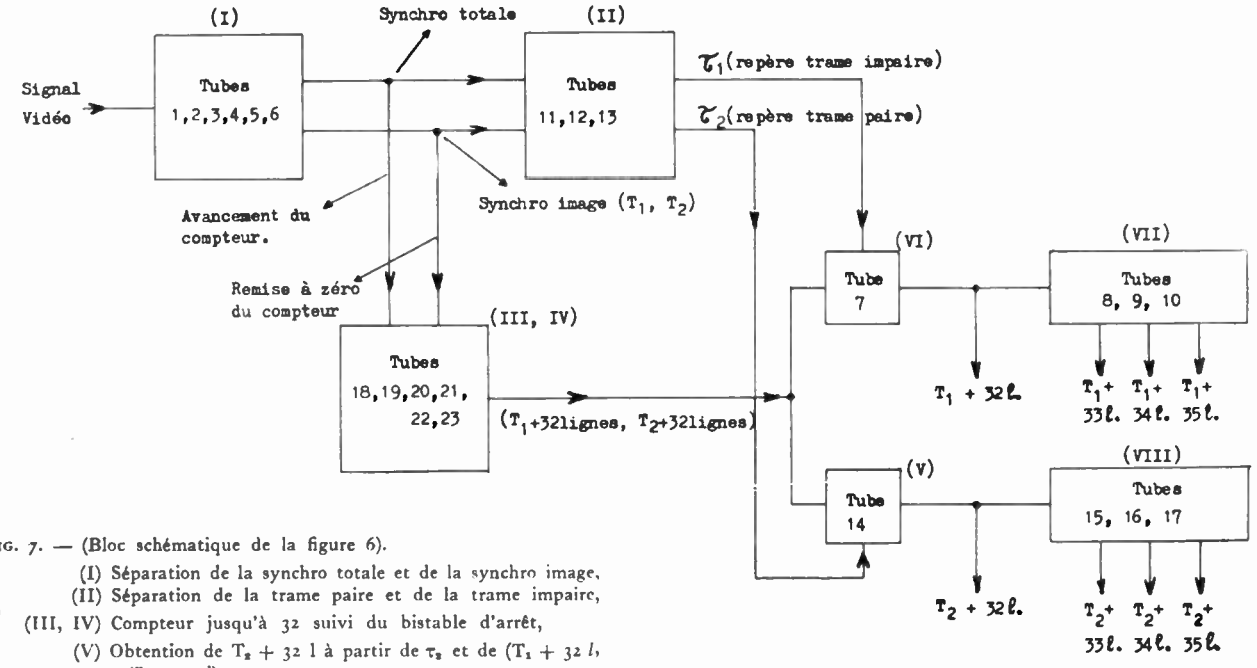


FIG. 7. — (Bloc schématique de la figure 6).

(I) Séparation de la synchro totale et de la synchro image,
(II) Séparation de la trame paire et de la trame impaire,
(III, IV) Compteur jusqu'à 32 suivi du bistable d'arrêt,
(V) Obtention de $T_2 + 32$ l à partir de τ_2 et de ($T_1 + 32\ l$, $T_2 + 32\ l$),
(VI) Obtention de $T_1 + 32\ l$ à partir de τ_1 et de ($T_1 + 32\ l$, $T_2 + 32\ l$),
(VII, VIII) Distributeur en anneau pour les trames impaires et paires.

pour être égale à l'impulsion de sortie. Une mise en forme des signaux par filtrage est nécessaire en cas de normalisation.

IV-B — Fabrication de la dent de scie linéaire.

Une impulsion négative de durée égale à celle de la dent de scie à obtenir est envoyée sur la grille d'un tube (fig. 8). Son amplitude doit être telle

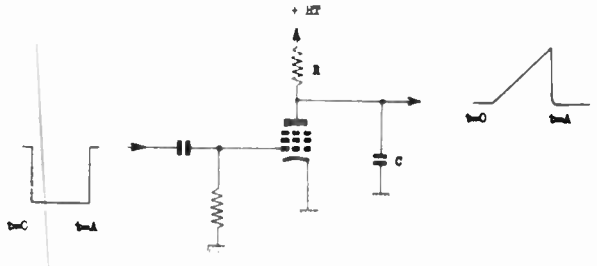


FIG. 8. — Dent de scie de linéarité.

qu'elle doit bloquer largement celui-ci. Pendant que le tube est bloqué, la capacité C se charge à travers la résistance R avec une constante de temps RC suivant une loi :

$$v = E\ (1 - e^{-t/RC})$$

qui s'écrit

$$v = E\left[1 - \left(1 - \frac{t}{RC} + \frac{t^2}{2!\,R^2C^2} - \frac{t^3}{3!\,R^3C^3} + \ldots + \varepsilon\ (t,\ RC)\right)\right]$$

$$\varepsilon \to 0 \text{ quand } \frac{t}{RC} \to 0$$

A chaque instant l'erreur relative par rapport à la forme linéaire t/RC est de

$$\frac{t^2}{2\,R^2\,C^2} \times \frac{RC}{t} = \frac{t}{2\,RC}$$

pour $RC = 50\ A$ (A durée de l'impulsion négative) on aura $t_{max} = A = \frac{1}{50}\,RC$

L'erreur relative sera donc de 1 /100 ; pour $A \neq 40\ \mu s$ il faudra donc $RC = 2\,000\ \mu s$ pour une erreur de 1 %, soit $R = 500\ k\Omega$ et $C = 0{,}004\ \mu F$.

Dans la limite du possible, la valeur de C doit être choisie petite pour que le retour soit rapide. Il existe des montages permettant de diminuer le retour, mais cela n'est pas indispensable.

IV-C — Fabrication d'un escalier linéaire.

Une fréquence multiple de celle de ligne peut s'obtenir facilement à l'aide d'un câble de retard (voir fig. 5). Un montage similaire de celui d'un compteur à accumulation fournira l'escalier à partir des impulsions (voir fig. 9) constituant les échos successifs (soit positifs, soit négatifs) qu'on aura rendus égaux, au préalable, par écrêtage.

Refaisons rapidement le calcul qui donne l'amplitude de l'échelon U_n. Soit $C_2 = (K - 1)\ C_1$ c'est-à-dire $C_2 + C_1 = K\ C_1$

Les tensions se répartiront toujours entre C_1 et C_2 suivant le rapport

$$\frac{1/C_2}{1/C_1 + 1/C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 1/K$$

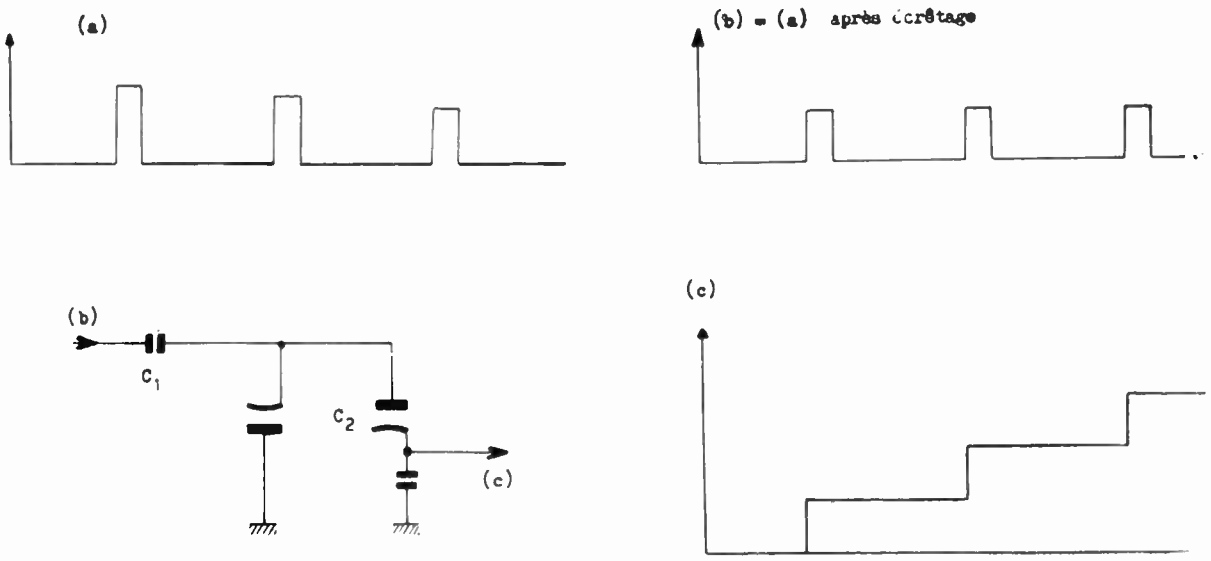


FIG. 9. — Fabrication d'un escalier. Ce schéma est décrit pour mémoire, s'il en était besoin ; une légère complication de montage permet de linéariser l'escalier pour des valeurs de K relativement petites (5).

Le premier échelon U_1 sera donc égal à $V \times \frac{1}{K}$

Pour le deuxième échelon ce ne sera pas la tension V, mais la tension $V\left(1-\frac{1}{K}\right)$ qu'il faudra multiplier par $\frac{1}{K}$, soit :

$$U_2 = V/K \times \left(1-\frac{1}{K}\right) ;$$

on montre de même que $U_n = \frac{V}{K}\left(1-\frac{1}{K}\right)^{n-1}$

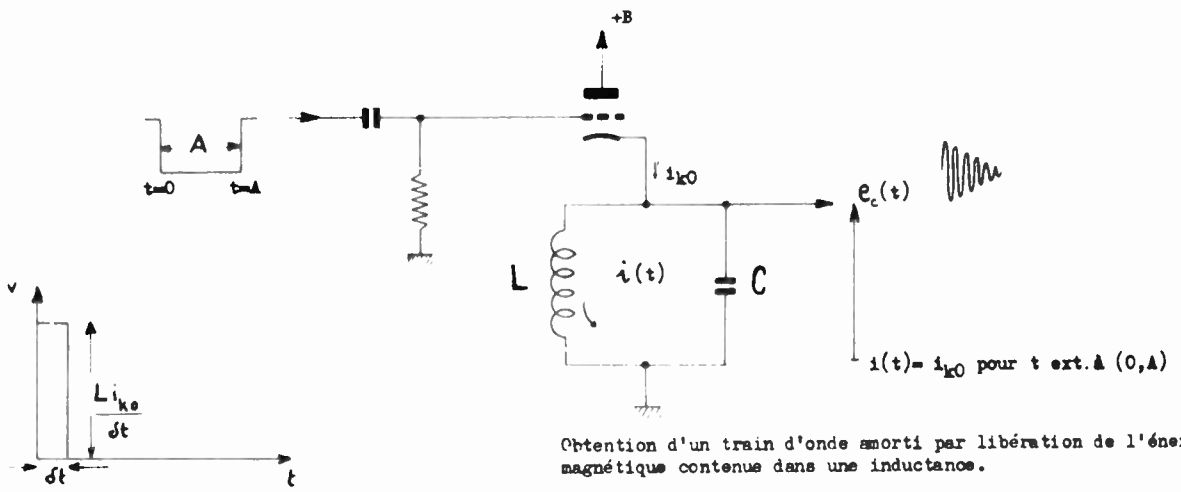
si $\frac{1}{K}$ est très petit on peut écrire $U_n = \frac{V}{K}\left(1-\frac{n-1}{K}\right)$;

La différence relative entre U_n et U_1 est

$$\frac{U_1 - U_n}{U_1} = \frac{n-1}{K} ;$$

pour $K = 200$ et $n = 7$ on aura une erreur relative de $\frac{6}{200}$, soit 3 %.

On pourra donc obtenir une très grande précision si V est assez grand car on peut alors augmenter K.



Obtention d'un train d'onde amorti par libération de l'énergie magnétique contenue dans une inductance.

Force électromotrice impulsionnelle, de surface Li_{k0} équivalente aux conditions initiales, ayant pour image $\frac{Li_{k0}}{\delta t} \cdot \frac{I}{p}\left[I - e^{-\delta t \times p}\right]$

FIG. 10. — Equivalence entre les conditions initiales et une impulsion dont la surface dérive de $\frac{I}{2} L i_{k0}^2$, énergie magnétique pour $t < o$.

Le calcul symbolique a l'avantage de faire ressortir cette propriété physique intéressante.

IV-D — Fabrication des trains d'onde sinusoïdaux.

Si les trains d'onde ne comportent que quelques cycles (quatre à cinq cycles), un circuit simple comme celui de la figure 10 est suffisant.

Si à l'instant $t = 0$ une impulsion négative de grande amplitude et de largeur A arrive sur la grille du tube, celui-ci sera bloqué et le circuit oscillant est alors absolument libre avec une énergie magnétique au départ égale à $1/2\ L\ i^2_{ko}$

Le courant $i(t)$ dans le circuit oscillant pendant l'impulsion est par conséquent donné par

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \int_o^t \frac{i}{C}\,dt = 0,$$

ce qui s'écrit sous forme symbolique :

$$L[pI - i(0^+)] + R\,I + \frac{I}{Cp} = 0,$$

or les conditions initiales sont telles que $i\ (0^+) = i_{ko}$, d'où l'équation symbolique

$$LpI + RI + \frac{I}{Cp} = L\,i_{ko},$$

$$\text{or}\quad Li_{ko} = \lim_{\delta t \to o} \text{de}\ \frac{\dfrac{Li_{ko}}{\delta t}}{p}\ [1 - e^{-\delta t \times p}]$$

qui est l'image de la percussion représentée figure 10.

On peut donc dire, pour δt petit, mais non nul, que les conditions initiales sont équivalentes à une percussion de surface Li_{ko}, qui dérive de la fonction potentielle $1/2\ Li_{ko}^2$ qui est l'énergie magnétique contenue dans l'inductance à l'instant $t = 0$.

En pratique le tube de la figure 10 ne peut être bloqué en un temps nul, l'énergie magnétique met donc un certain temps pour se libérer.

On tire immédiatement la tension aux bornes de la capacité C.

$$E_c(p) = \frac{J}{Cp} = \frac{i_{ko}/C}{p^2 + \dfrac{R}{L}p + \dfrac{1}{LC}}$$

$$= \frac{i_{ko}/C}{\left(p + \dfrac{R}{2L}\right)^2 + \dfrac{1}{LC} - \dfrac{R^2}{4L^2}}$$

On passe à l'original (à l'aide d'une table au besoin) et l'on a :

$$e_c(t) = i_{ko}\sqrt{\frac{L}{C}}\,e^{-\frac{R}{2L}t}\ \sin\sqrt{\frac{1}{LC}}\,t,$$

si on néglige $\dfrac{R^2}{4L^2}$ devant $\dfrac{1}{LC}$ $(Q \gg 1)$.

Toutefois, l'expérience prouve que 4 ou 5 cycles sont insuffisants, surtout pour les fréquences élevées, car les lectures à l'oscilloscope seraient difficiles et les réponses transitoires des téléviseurs pourraient réagir sur une grande partie des trains d'onde.

Pour avoir un plus grand nombre de cycles d'amplitudes égales, on serait amené à avoir des circuits de surtensions prohibitives et pratiquement impossibles à réaliser [2] c'est pour cela qu'on utilisera le montage devenu classique dans les marqueurs de temps pour les oscilloscopes et qui est une combinaison du montage ci-dessus et d'un oscillateur ordinaire, un Hartley par exemple (voir fig. 11).

L'énergie magnétique contenue dans l'inductance fournira l'énergie tant que l'oscillateur n'aura pas atteint son régime permanent correspondant à l'amplitude maximum.

En l'absence d'impulsion, un courant i_{ko} passe dans le circuit oscillant à travers un montage cathodique, l'impédance qui shunte le circuit oscillant est alors très faible et l'oscillateur est bloqué ; quand l'impulsion négative arrive, l'impédance de cathode

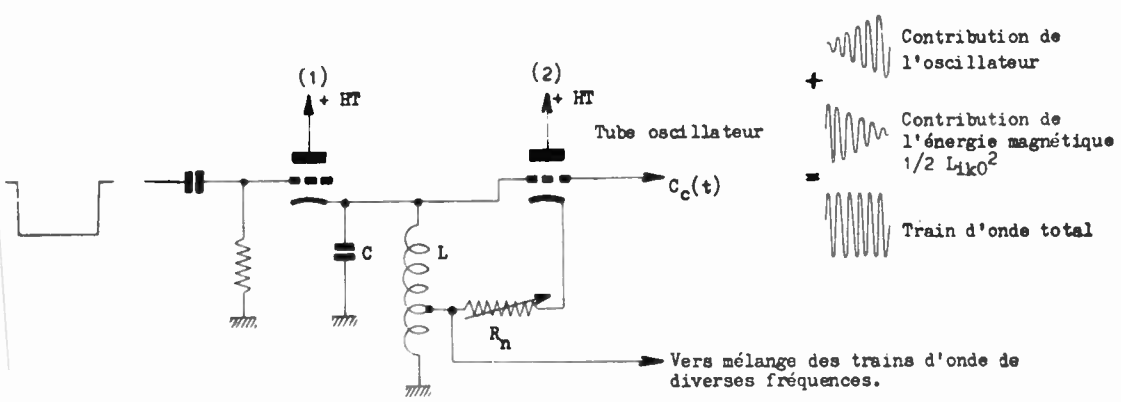


Fig. 11. — Obtention des trains d'onde sinusoïdaux.

R_n doit être réglé de façon que la contribution de l'oscillateur compense exactement les pertes dans la bobine L, c'est à dire de façon que le train d'onde total ne soit pas amorti.

devient très grande et l'oscillateur commence à fonctionner, mais on sait que l'amplitude va croître exponentiellement à une allure trop lente pour l'utilisation considérée ici ; mais en réalité, en plus du démarrage de l'oscillateur, il y a la superposition de l'onde amortie due à l'énergie magnétique $\frac{1}{2} L i_{ko}^2$ qui joue un rôle de compensation (voir fig. 11).

La résistance R_n doit être réglée de façon que l'amortissement soit pratiquement nul.

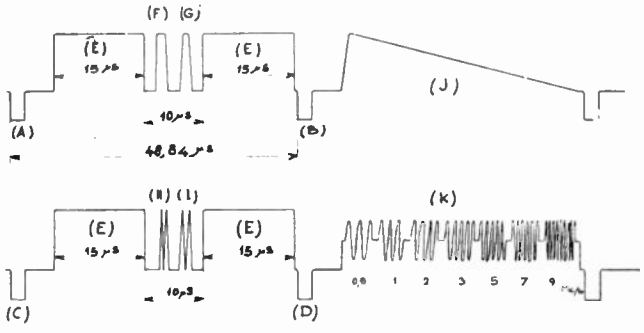


FIG. 12. — Exemple de signaux types occupant deux lignes sur chaque trame.

(A) 32e impulsion ligne impaire,
(B) 33e impulsion ligne impaire,
(C) 32e impulsion ligne paire,
(D) 33e impulsion ligne paire,
(E) Créneaux repérant le niveau du blanc,
(F) Impulsion unique à temps de transition égaux à 50 mμs,
(G) Impulsion unique à temps de transition égaux à 100 mμs,
(H) Paire d'impulsions à sommets écartés de 100 mμs,
(I) Paire d'impulsions à sommets écartés de 150 mμs,
(J) Dent de scie (ou escalier) de linéarité,
(K) Séries de trains d'onde de fréquences diverses.

Les amplitudes de sortie diminuent avec la fréquence, mais pour 10 Mc/s l'amplitude est encore largement utilisable (de l'ordre de 5 volts C.C. pour une ECC88). Il suffira donc d'atténuer les trains d'onde des fréquences plus basses.

En réalité on ne prendra pas toute la tension e_c, mais seulement une petite partie de façon à rendre le couplage, dû au mélange, minimum.

Pour avoir un train d'onde qui se termine rapidement, il faut que le tube (1) ait son impédance de cathode très faible, sinon le train d'onde s'amortira lentement. Le tube ECC88 est indiqué pour cet usage.

V — Sélection des signaux types à la réception.

Les éléments indispensables à la réception sont un sélecteur de ligne et un bon oscilloscope (le 524 D Tektronix possède un sélecteur incorporé).

Le rôle du sélecteur est de fournir une impulsion de déclenchement, et une seule, par trame, cette impulsion coïncide toujours avec une impulsion de ligne, d'où sa stabilité.

Un deuxième retard déclenché par cette impulsion permet de choisir n'importe quel point d'une ligne.

Un appareillage de ce genre, simple et peu encombrant [1] a été construit en plusieurs exemplaires qui donnent satisfaction pour ce genre de travail.

Pour des travaux de maintenance permanents, une sélection automatique peut être envisagée.

Conclusion.

Les quelques notes ci-dessus ont pour but de montrer que la place pouvant être allouée aux signaux types peut être doublée, grâce à l'utilisation différente des trames paires et impaires, facilement.

Elles rassemblent quelques-unes des différentes techniques pouvant être employées pour l'insertion et la fabrication des signaux types.

Un matériel expérimental (présenté lors d'une conférence, le 16-6-1958, à la Société des Radioélectriciens), a été fabriqué. Son utilisation s'est avérée très intéressante pour toutes les mesures de contrôle et même de Laboratoire ; car il remplace un grand nombre d'appareils et leurs branchements.

La facilité de distribution permet de fournir à un grand nombre de techniciens l'équivalent approximatif d'appareils très onéreux et encombrants.

Enfin les radiodiffusions de tous les pays sont intéressées par l'utilité incontestable des signaux « types » en ce qui concerne l'exploitation.

Ces notes ne constituent qu'un aperçu restreint des méthodes à employer. Suivant les cas et le matériel dont on dispose, d'autres méthodes peuvent être plus avantageuses, en particulier en ce qui concerne la fabrication des signaux.

Un appareillage permettant d'obtenir tous les signaux " types " de la figure 12 a été réalisé moyennant un seul câble HH 2 500, de 15 mètres, grâce à un système de commutation permettant d'utiliser successivement le même câble pour chacune des lignes de la figure 12. Ainsi la largeur et la position de tous les signaux " types " (y compris la largeur des salves de fréquence), sont fixées par ce câble.

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. EASTON : Pulse Modulated oscillator (1re partie). *Electronics* Mars 1947.

[2] L. BOURASSIN : Signaux types et régimes transitoires en télévision, *Onde Electrique* (Janvier 1959).

[3] Une description de deux sélecteurs sera faite prochainement dans la revue « *Electronique* ».

[4] Pulse and Digital circuits — Millman et Taub — Mc Graw Hill.

Renseignements sur les câbles Hacketal (Hanovre).

Type	Retard au mètre en μs	Impédance caractéristique	Diamètre extérr. en mm	Atténuation par μs
HH.2500	1,9	2 700 Ω	7	3 dB à 8 Mc/s
HH.2000	0,35	2 200 Ω	10	3 dB à 15 Mc/s
HH.1500	0,26	1 500 Ω	10	3 dB à 15 Mc/s

PERFECTIONNEMENT AUX OSCILLATEURS A QUARTZ DE HAUTE STABILITÉ

PAR

P. VOVELLE

Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

INTRODUCTION

Les utilisations des oscillateurs à quartz de haute stabilité sont nombreuses. Citons en particulier :

1) Les émetteurs de radiodiffusion ou de trafic, pour lesquels les règlements internationaux imposent des stabilités de fréquence sans cesse accrues. De plus, certains réseaux synchronisés emploient, pour piloter chaque émetteur, un oscillateur à quartz de grande stabilité.

2) Les étalons pour les observatoires et les laboratoires de physique. La gamme des utilisations possibles est ici très vaste, mais nous pouvons signaler par exemple l'importance des oscillateurs à quartz très stables pour l'étude des phénomènes de résonance atomique ou moléculaire.

3) Les appareillages militaires, tels que : émetteurs et récepteurs transportables à bande latérale unique, ou encore systèmes de guidage pour navires, avions ou engins, faisant appel à des comparaisons de fréquences.

Le vaste éventail d'utilisations possibles pose donc au fabricant d'oscillateurs à haute stabilité une quantité de problèmes souvent contradictoires dont les plus importants sont :

— la recherche d'un accroissement de la stabilité, vers les valeurs de 10^{-8}, 10^{-9} et même 10^{-10}.

— le maintien des performances dans des conditions mécaniques ou climatiques sévères.

— enfin la miniaturisation des appareils.

Il arrive que toutes ces exigences se manifestent à la fois. Voici quelques exemples de problèmes effectivement posés, déjà résolus ou en cours d'étude :

— oscillateur de fréquence 100 kHz ou 5 MHz. Stabilité journalière $\pm$ 1.10^{-9}. Stabilité mensuelle meilleure que $\pm$ 1.10^{-8}. Température d'emploi : 0 à 60 °C. Encombrement 40 dm³.

— Oscillateur de fréquence 5 MHz. Stabilité mensuelle $\pm$ 2.10^{-7}. Température d'emploi -40 à $+70$ °C. Chocs et vibrations suivant normes militaires en vigueur. Encombrement 1 dm³.

— Oscillateur de performances identiques, mais avec une fréquence de 50 Hz, obtenue par divisions successives à partir d'un quartz de très basse fréquence.

Il est nécessaire, pour répondre à des exigences aussi variées, de disposer de nombreuses solutions permettant la réalisation d'éléments de qualité. Ces éléments, que nous étudierons successivement en insistant sur les progrès récents sont : le quartz, l'oscillateur, le thermostat.

LE QUARTZ

La figure 1 rappelle le schéma équivalent d'un quartz piézoélectrique. La surtension est $Q = \frac{L\omega}{R}$

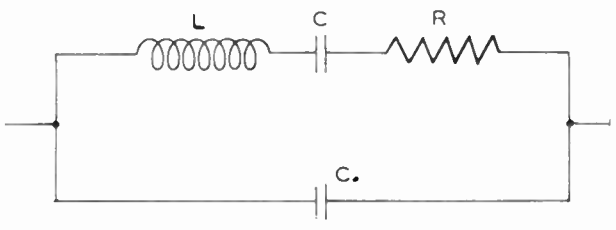


FIG. 1.

Les valeurs de self et de résistance varient extrêmement en fonction de la fréquence du quartz — donc de sa coupe et de sa forme. Le tableau 1 ci-dessous donne quelques ordres de grandeur pour des quartz de coupes fréquemment employées.

TABLEAU 1

Coupe	Mode de vibration	Fréquence	Self (H)	Résistance (ohms)	Surtension
Barreau X + 5	Flexion	1-10 kHz	80 000 - 600 000	50 000 - 400 000	100 000
M. T.	Elongation	100 kHz	20-60	80-200	200 000
Barreau Y	Elongation	80-130 kHz	200-700	100-500	1 500 000
A. T.	Cisaillement en épaisseur	1-10 kHz	10^{-2} à 1	20-400	2 500 000

On remarque, à côté de la coupe « barreau Y », utilisée depuis longtemps mais toujours actuelle, l'introduction de trois nouvelles coupes. Parmi celles-ci, la coupe A.T., qui massivement employée pour réaliser des quartz de stabilité moyenne à utilisations militaires, permet également la fabrication de quartz à très haute surtension. D'autre part, la coupe G.T., célèbre il y a quelques années pour sa grande stabilité en température, est aujourd'hui pratiquement abandonnée en raison des difficultés de fabrication, et de la surtension très moyenne qu'elle permet d'obtenir.

Voici à titre d'exemple, quelques détails sur les quartz des coupe A.T., qui montrent bien la somme de précautions nécessaires à la fabrication d'un quartz de qualité, ainsi que l'étendue des études qui ont été nécessaires pour parvenir aux résultats signalés ci-dessus.

Les quartz A.T. à haute surtension vibrent, suivant les cas, suivant les modes « fondamental » ou « partiel » 3, 5 ou 7.

Les surtensions les plus grandes sont obtenues en général pour les rangs de partiels élevés. Comme pour tous les quartz résonant en « partiel » le parallélisme des faces et le fini des surfaces offrent une grande importance. Ces dernières sont souvent polies optiquement, ce qui a également pour avantage de réduire considérablement le vieillissement du quartz.

La section d'un quartz suivant un diamètre n'est pas rectangulaire, mais présente des biseaux de rayon bien déterminé, ou même une forme lenticulaire ou plan convexe . Ce profil, d'une détermination délicate, permet de supprimer les résonances parasites et d'augmenter la surtension dans d'importantes proportions.

D'autres points importants sont : la métallisation (sa nature, sa forme, son épaisseur) et la fixation du quartz. Les attaches sont placées en des points précis de la périphérie du quartz, points morts, ne participant pas à l'oscillation.

Ces quartz sont, comme tous les quartz à haute surtension montés en ampoule de verre, sous vide secondaire. La figure 2 montre, à droite, un quartz de ce type, à côté d'un quartz « barreau Y », qui permet des performances analogues, aux fréquences voisines de 100 kHz.

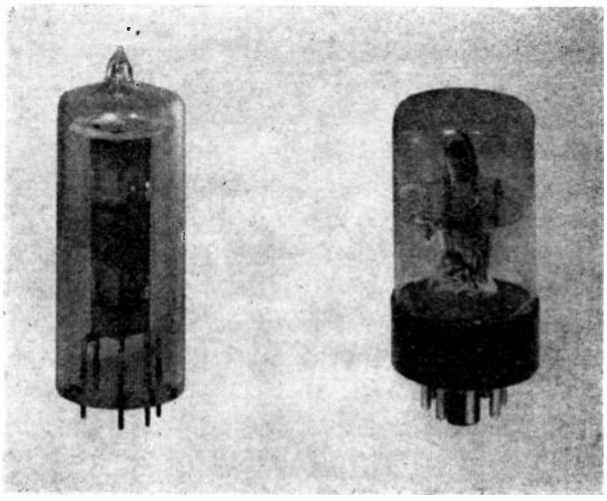


FIG. 2.

Il est nécessaire de fixer solidement les quartz de tous types à leurs supports pour permettre leur utilisation dans des équipements soumis à des chocs et vibrations. Ces fixations ont souvent l'inconvénient de contraindre mécaniquement les quartz, d'amortir leurs oscillations piézoélectriques, de diminuer leur surtension. Des dispositifs permettent, en choisissant avec une extrême précision les points de fixation de ces attaches, de concilier ces exigences.

L'OSCILLATEUR

Tous les oscillateurs à quartz de précision sont du type « résonance série ». La fréquence de « résonance série » est en effet la seule fréquence caractéristique d'un quartz, indépendante des éléments extérieurs, en particulier des capacités parasites à ses bornes. A cette fréquence, un quartz présente une impédance faible, et purement ohmique, et le déphasage à ses extrémités est nul.

Tout oscillateur « résonance série » comporte un amplificateur à fort gain et à déphasage $2\,k\pi$. La sortie de cet amplificateur est reliée à l'entrée par un dipôle sélectif comportant le quartz et amenant lui aussi un déphasage nul.

Les variations de phase — inévitables — de l'oscillateur (dues aux vieillissements des divers éléments, ou aux variations des conditions d'emploi) sont compensées par une variation opposée du déphasage dû au dipôle, ce qui implique une variation de fréquence de l'oscillateur. Pour un déphasage donné, cette variation de fréquence est inversement proportionnelle à la surtension du quartz.

Nous allons rappeler successivement quelques schémas d'oscillateurs très stables couramment employés.

1) Oscillateur « Butler ».

L'oscillateur comporte 2 tubes, fonctionnant l'un grille à la masse, avec plaque accordée, l'autre en cathodyne.

La plaque du premier tube est couplée à la grille du second par capacité. Le quartz est placé entre les 2 cathodes (voir figure 3).

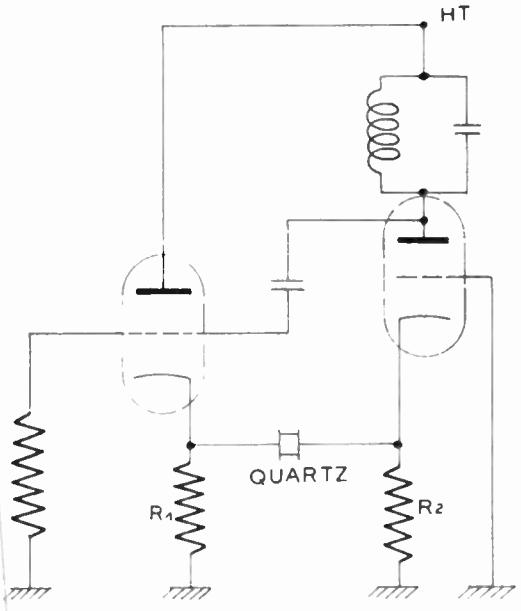


Fig. 3.

On obtient les meilleurs résultats avec de faibles valeurs des résistances de cathode, et de la surtension du circuit accordé.

Nous indiquons, dans le tableau 2 ci-dessous, quelques résultats obtenu avec un oscillateur de ce type, utilisant un quartz de fréquence 5 MHz, de surtension $Q = 2.10^6$.

Tableau 2

Eléments variables	Tension secteur 110 V ± 10 %	Désaccord du circuit ± 5 % en fréquence	Résistance de cathode 22 à 33 ohms	Changement de tube
Variations relatives de fréquence	$\pm 0{,}4.10^{-7}$	$\pm 0{,}2.10^{-7}$	1.10^{-7}	$0{,}5.10^{-7}$

Cet oscillateur est d'un schéma très simple, et d'une mise au point facile. Il donne de bons résultats $\left(\frac{\Delta F}{F} = 1.10^{-8} \text{ à } 1.10^{-7}\right)$ sans précautions excessives. Une régulation de la tension secteur permet d'atteindre une stabilité de quelques 10^{-9} par jour.

2) Oscillateur Meacham.

L'oscillateur comporte 1 ou 2 tubes avec plaque accordée. La réaction se fait par l'intermédiaire d'un pont de Wheatstone comportant le quartz et une thermistance, et réglé de telle sorte qu'une augmentation du niveau de l'oscillation tend à équilibrer le pont. La tension à la sortie du pont est donc juste suffisante pour entretenir l'oscillation (voir figure 4).

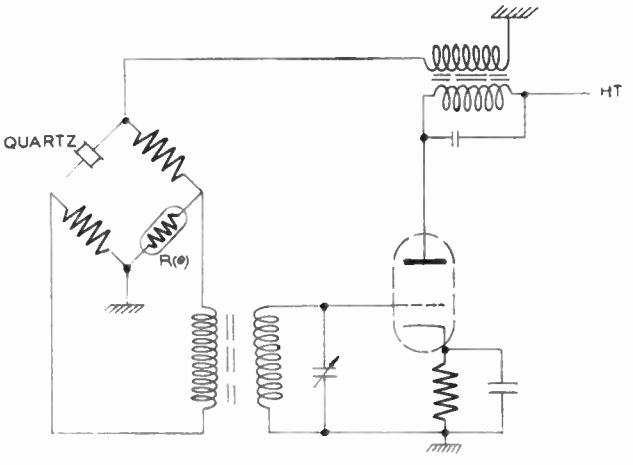


Fig. 4.

Cet oscillateur, un des plus stables connu, permet d'obtenir des stabilités de 1.10^{-9} par jour pour des quartz de fréquence inférieure à 1 MHz et de surtension supérieure à 1 000 000.

Le tableau 3 ci-dessous indique quelques résultats obtenus avec un oscillateur de ce type, utilisant un quartz standard de fréquence 128 kHz, de surtension 1 600 000.

Tableau 3

Eléments variable :	Tension secteur 110 V ± 10 %	désaccord d'un des circuits ± 5 % en fréquence	Changement d'un tube
Variations relatives de fréquence	1.10^{-9}	2.10^{-9}	1.10^{-9}

3) Oscillateur « Gouriett-Clapp ».

L'oscillateur comporte un tube dont plaque et grille sont reliées par un π déphaseur composé de deux condensateurs en shunt et une self en série, dans lequel est inséré le quartz (voir figure 5).

Cet oscillateur, auquel on adjoint habituellement un régulateur de niveau, permet lui aussi, pour des quartz de fréquence supérieure à 1 MHz, et de surtension supérieure à 2 000 000, d'obtenir des stabilités de 1.10^{-9} par jour.

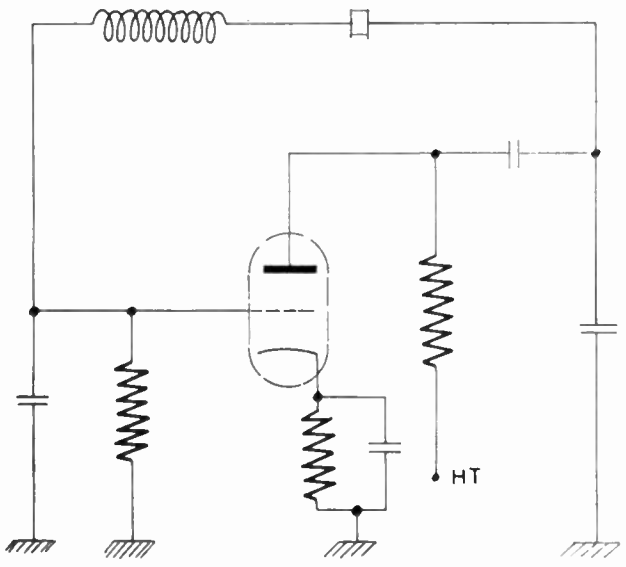


Fig. 5.

Le tableau ci-dessous indique quelques performances d'un oscillateur expérimental utilisant un quartz de fréquence 5 MHz, de surtension 3 500 000.

Tableau I

Eléments variables :	Tension Secteur 110 V ± 10 %	Variation de la capacité d'entrée ± 50 %	Variation de la capacité de sortie ± 50 %	Changement de tube
Variations relatives de fréquence :	$0{,}5.10^{-9}$	1.10^{-9}	3.10^{-9}	$2{,}5.10^{-9}$

4) Oscillateur "Heggner"

L'oscillateur comporte 2 tubes, accordés ou non — Sortie et Entrée sont reliées par l'intermédiaire du quartz. La figure 6 représente le schéma d'une version transistorisée de cet oscillateur.

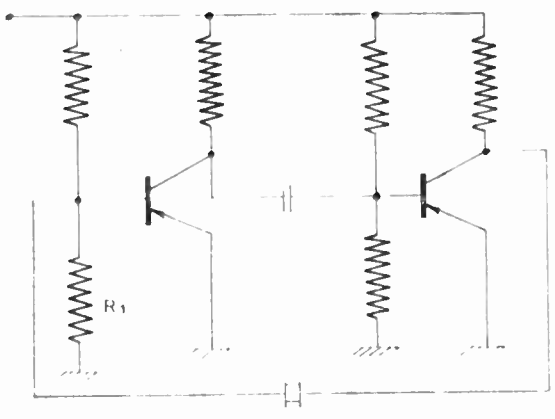


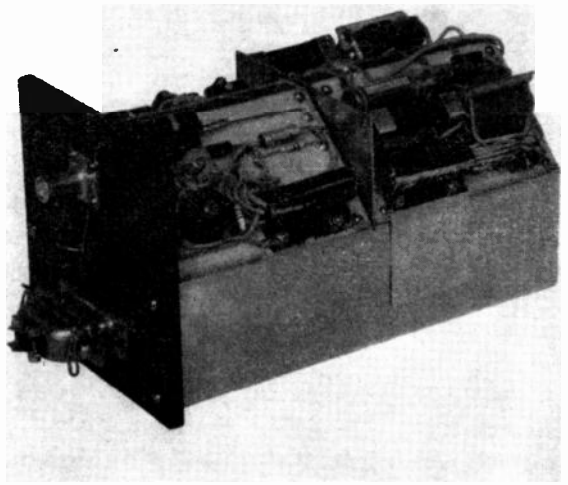
Fig. 6.

Ce montage donne de bons résultats pour les quartz à basse fréquence, qui présentent habituellement de très fortes résistances série. Il permet d'obtenir facilement des stabilités de l'ordre de quelque 10^{-8} par jour.

Le tableau 5 montre quelques résultats obtenus à l'aide de l'oscillateur de la figure 6 utilisant un quartz de fréquence 4 kHz, de surtension 100 000.

Tableau 5

Eléments variables :	Tension d'alimentation 10 à 14 V	Changement de 1 transistor	Variation de la Résistance R_1 de R_1 à 2 R_1
Variations relatives de fréquence	2.10^{-8}	3.10^{-7}	$1{,}5.10^{-7}$



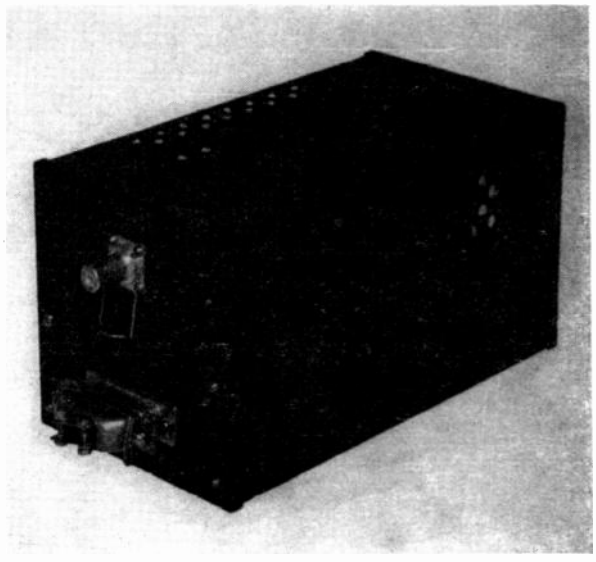


Fig. 7.

Tous ces oscillateurs sont classiques. Mais leurs schémas doivent actuellement être aménagés en fonction des conditions particulières qui leur sont demandées.

Les stabilités extrêmes ne peuvent être obtenues, même avec les oscillateurs « Meacham » ou « Gouriett-Clapp », qu'en utilisant une alimentation stabilisée et une régulation du niveau de l'oscillateur.

L'emploi des appareils dans une gamme de température amène à réguler non seulement le quartz, mais encore certains éléments du circuit électrique, en particulier les circuits accordés.

Pour réduire l'encombrement des oscillateurs à quartz, il est souvent nécessaire d'utiliser des tubes subminiature (pour les oscillateurs à fréquence élevée) ou des transistors. Les montages Butler, Meacham et Heggner, ont aussi été transistorisés avec succès.

La figure 7 représente l'oscillateur de fréquence 5 MHz, de stabilité 2.10^{-7}, dont il a déjà été parlé plus haut.

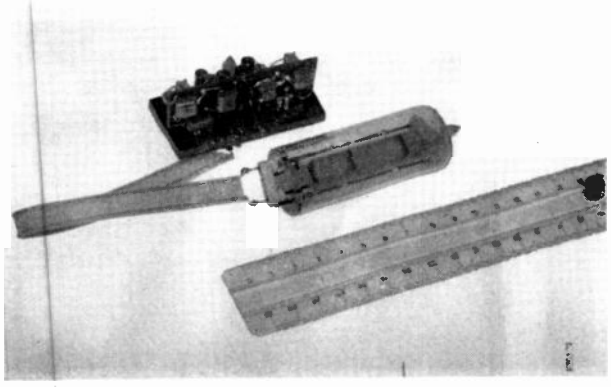


FIG. 8.

On remarquera la construction ramassée de l'ensemble groupé autour de l'enceinte thermostatée constituée par un vase Dewar. Les lampes subminiature sont placées en haut de l'appareil et près des parois pour favoriser la dissipation de chaleur.

La figure 8 représente un oscillateur à quartz à la fréquence 100 kHz, transistorisé. Correctement thermostaté, cet appareil est de qualité équivalente à celle des meilleurs oscillateurs à lampes, pour des conditions d'emploi extrêmement sévères.

LE THERMOSTAT

1) THERMOSTAT ÉLECTRIQUE.

Les éléments thermosensibles utilisés dans les thermostats sont : les bilames, les thermomètres à contact et les résistances variables avec la température (sondes au platine ou thermistances).

Les thermomètres à contact sont aujourd'hui de moins en moins utilisés, en raison de leur fragilité mécanique.

Les bilames, peu sensibles, sont réservés aux enceintes «régulatrices d'ambiance» qui ne demandent pas une stabilité de température meilleure que $\pm$ 1 °C.

Les sondes au platine et les thermistances sont employées pour les régulations fines en raison de leur sensibilité. Leur faible encombrement leur permet en outre d'être logées au meilleur endroit possible de l'enceinte thermostatée. Elles sont incluses dans des montages électroniques dont voici un exemple (voir figure 9).

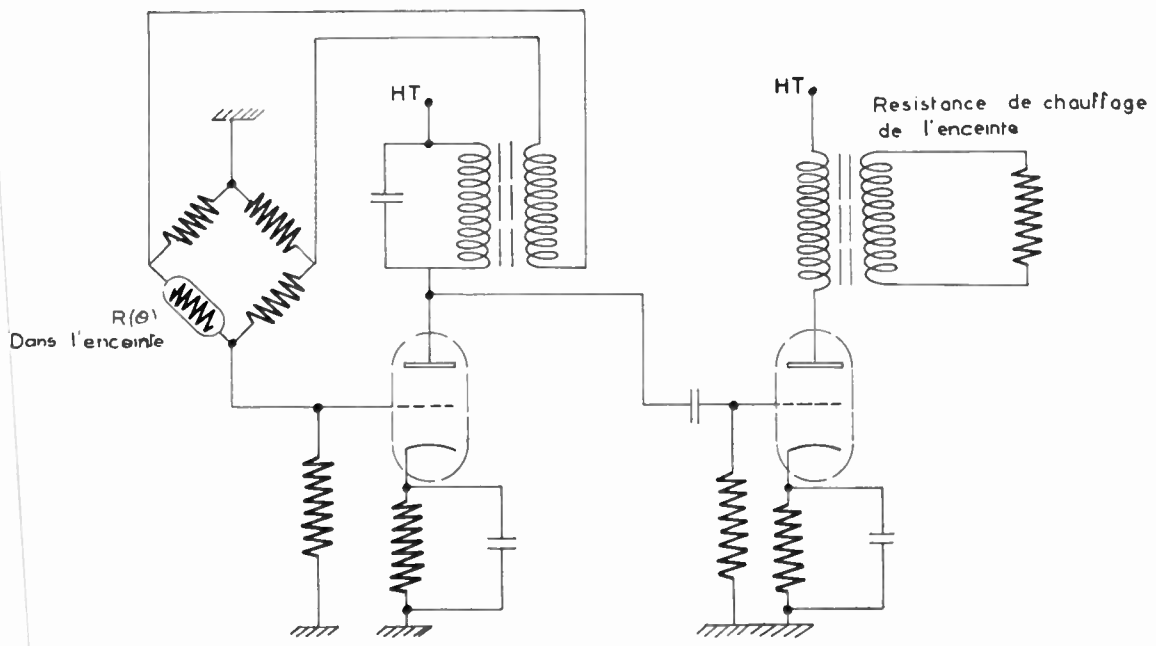


FIG. 9

Le système comporte :

1) Un oscillateur à bobine, dont le bras de réaction est un pont de Wheatstone comprenant 2 thermistances (ou sondes au platine) opposées.

On voit que la condition d'oscillation n'est remplie que pour les valeurs de température (au niveau des thermistances) inférieures à la température équilibrant le pont. En effet, au-dessus de cette température, la condition de phase n'est plus respectée. Le gain de la boucle, d'autre part, diminue lorsque la température des thermistances approche de la température d'équilibre. L'oscillateur fournit donc une tension BF qui décroit quand la température s'élève, pour s'annuler à la température d'équilibre.

2) Cette tension est ensuite amplifiée en puissance, éventuellement redressée, et sert à chauffer l'enceinte thermostatique avec une puissance proportionnelle à l'écart entre température réelle et la température prédéterminée.

Dans certains systèmes simplifiés, la tension BF commande directement un relais — ce qui évite une amplification de puissance, mais procure une régulation par « tout ou rien » moins fine que la régulation proportionnelle.

De tels systèmes permettent une stabilité de température au niveau des thermistances de quelques centièmes ou millièmes de degrés, la finesse dépendant de la perfection de l'oscillateur.

Les thermistances sont dix fois plus sensibles que les sondes au platine, mais moins stables à long terme.

Il est d'autre part important de définir avec soin les positions relatives des éléments thermosensibles, de la résistance chauffante, et du quartz à thermostater.

La régularité de la température au niveau du quartz est finalement fonction de la sensibilité de l'oscillateur de contrôle de température, et de la géométrie de l'enceinte chauffante. Le facteur de régulation $\rho = \dfrac{\text{variations de température sur le quartz}}{\text{variations de température ambiante}}$ peut atteindre $\dfrac{1}{1\,000}$. Cette valeur est encore trop élevée pour des appareils devant fonctionner dans une gamme étendue de température. On interpose alors entre l'atmosphère et l'enceinte chauffante du quartz une enceinte « régulatrice d'ambiance », régulée à quelques degrés près.

La figure 10 représente la coupe d'une enceinte thermostatique de précision.

2) Thermostat a changement d'état.

Un autre type de thermostat, entièrement différent, utilise la fusion d'un corps organique, choisi pour la forte variation de volume accompagnant ce changement d'état. On sait que ce phénomène s'effectue à une température bien déterminée, et constante pendant que les 2 phases coexistent. La figure 11 représente un tel thermostat.

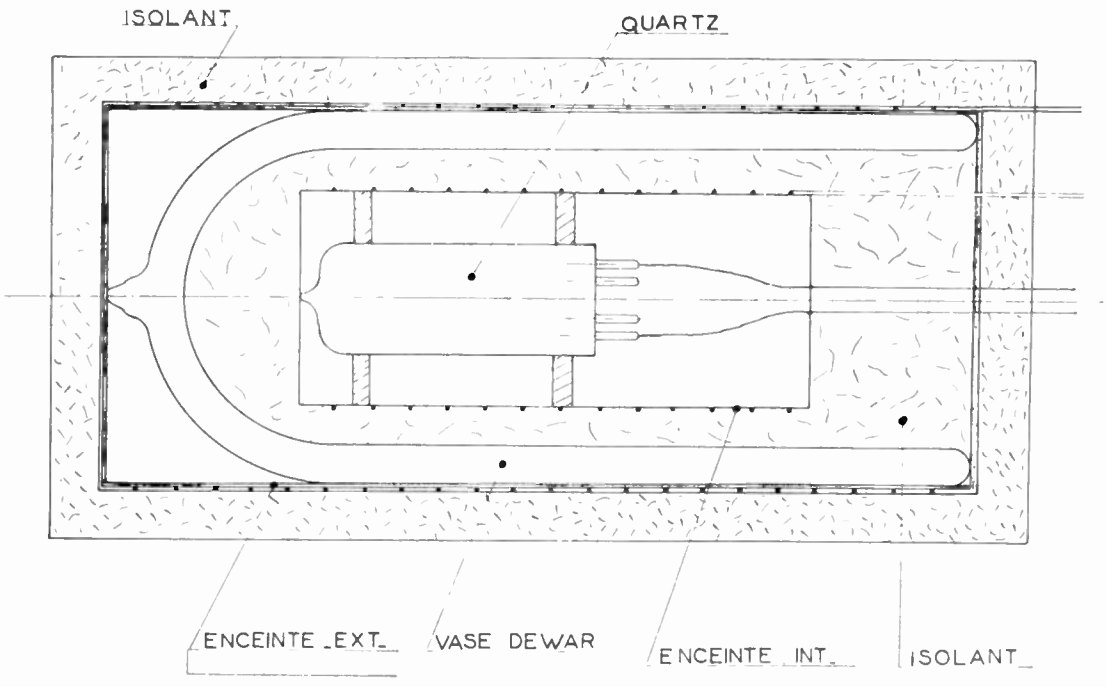


Fig. 10.

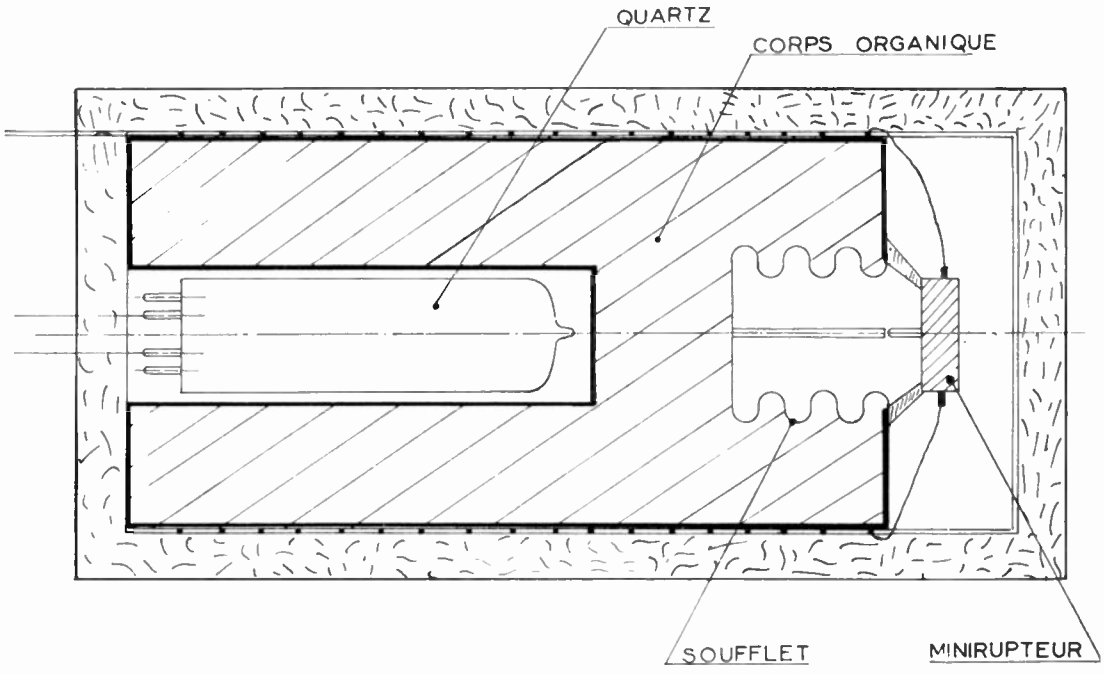


FIG. 11.

Une enceinte étanche, entourant le quartz, contient un corps organique, tel le paradibromobenzène (point de fusion 87 °C) ou le naphtalène (point de fusion 80,7 °C) dont la fusion s'accompagne d'une augmentation de volume de + 20 et + 13 % respectivement.

Cette enceinte est chauffée par résistance. Une de ses parois comporte un soufflet étanche transformant en translations importantes les variations de volume accompagnant le changement d'état. Ce soufflet commande un minirupteur, en série avec la résistance chauffante.

Ce type de thermostat, très simple du point de vue électrique, très sûr de fonctionnement et peu encombrant, a l'inconvénient de ne pouvoir être réglé en température, ce qui impose la fabrication de quartz à caractéristiques thermiques précises.

CONCLUSIONS

L'accroissement des besoins scientifiques, industriels et militaires en oscillateurs à quartz de haute stabilité, a amené la découverte, depuis quelques années, de solutions théoriques satisfaisantes à ce problème difficile.

Ces solutions, que nous avons rappelées ici, ont tout d'abord permis la réalisation d'appareillages expérimentaux de grande qualité. Elles sont maintenant utilisées, avec de nombreuses variantes, pour la fabrication d'appareils commerciaux.

Comme pour tout matériel électronique moderne, un tel développement est dû, en grande partie au perfectionnement des pièces détachées, la plus importante de celles-ci étant, bien entendu, le quartz : le « phénomène » d'hier, à surtension énorme, à grande stabilité, est aujourd'hui monnaie courante.

D'autre part, de nombreuses études, la fabrication de plusieurs modèles d'oscillateurs très stables, en prototypes ou en séries, ont permis une stabilisation de la technique, puisqu'il existe maintenant une réponse toute prête à tout problème exigeant une stabilité de fréquence jusqu'à 1.10^{-9}, même dans des conditions d'emploi difficiles.

Au delà des résultats obtenus, les recherches actuelles portent d'une part sur les oscillateurs dits « asservis », qui soustraient complètement le quartz à l'influence des instabilités de l'appareillage électronique, et d'autre part sur les quartz à surtension encore multipliée (jusqu'à $Q = 20.10^6$) et à stabilité encore accrue, par fonctionnement aux températures extrêmement basses.

L'aboutissement prochain de ces recherches permet d'espérer une nouvelle amélioration des performances des oscillateurs à quartz.

UN PILOTE A HAUTE STABILITÉ : LE SYNCHRO-COMPTEUR *

PAR

L. BERMAN

Directeur Technique de la Société Radio-Air

L'évolution permanente et de plus en plus rapide de la technique dans différents domaines conduit, d'une part, à l'augmentation des performances et, d'autre part, au remplacement des systèmes mécaniques par des systèmes électroniques ou partiellement électroniques.

Ainsi, le microscope optique a été remplacé par le microscope électronique ; le disque de Nipkov du début de la télévision a cédé la place à l'iconoscope, l'oscillateur piezoélectrique à haute précision est détrôné par l'utilisation des raies spectrales, etc.

Dans le domaine des communications, qui nous intéresse plus particulièrement l'avènement des liaisons à B.L.U. sans porteuse nous a conduit vers la construction d'un pilote variable de haute précision.

Ce pilote, comme les appareils que je viens de citer, se caractérise par une augmentation considérable des performances et par ses deux corollaires : le volume et le prix.

Avant la guerre, nous avions le dilemme suivant : ou l'oscillateur à quartz de haute précision, mais donnant une seule fréquence, ou l'oscillateur variable, couvrant une large gamme, mais d'une précision de fréquence médiocre. Pendant et après la guerre on a réalisé des pilotes d'une stabilité moyenne qu'on peut considérer comme des appareils transitoires.

Nous connaissons actuellement en exploitation trois pilotes de ce type : le Stabilidyne, le I.G.O. et le piezo-variateur.

Ces trois appareils ont chacun leurs qualités et leurs défauts et se caractérisent par une erreur de fréquence de quelques centaines de cycles. Cette précision, largement suffisante pour le fonctionnement en double bande, ou en shift, ne l'est plus du tout pour le fonctionnement en B.L.U.

En effet, une bonne liaison B.L.U. exige une reconstitution de la porteuse à 50 c/s près au maximum. Au delà de cette précision, la liaison devient douteuse et d'autant plus que le rapport signal/bruit est plus petit, c'est-à-dire que la portée des appareillages diminue, ou que le manque de précision doit être payé en puissance dans l'antenne.

Technique employée.

Il existe dans le mode de transmission par B.L.U. sans porteuse réduite, deux techniques fondamentales pour l'élaboration de cette communication :

— Avec pilotes à RATTRAPAGE DE FRÉQUENCE (commande de ΔF ou « clarifier factor »).

Ce sont des pilotes dont la stabilité n'est pas suffisante et qui nécessite par conséquent une correction de fréquence manuelle effectuée au jugé de l'opérateur. Ce pilote est constitué, soit par n quartz pour n canaux, soit par une combinaison d'un quartz et d'un auto-oscillateur.

— Avec pilotes à HAUTE STABILITÉ.

Les moyens mis en œuvre dans le second type de pilote sont plus importants et aisément justifiés quand on fait un parallèle entre les résultats d'exploitation de ces deux types de pilote.

Avantages essentiels du pilotage à haute stabilité.

— VEILLE CALÉE.

Avec les pilotes à haute stabilité l'exploitation en « VEILLE CALÉE » devient possible, puisque la stabilité et la précision de calage en fréquence éliminent l'action ultérieure de l'opérateur. De plus

*) Communication présentée à la 2e Section d'Études de la Société des Radioélectriciens le 17 janvier 1959.

lors de l'établissement d'un réseau, chaque correspondant conserve rigoureusement ses réglages de fréquence au lieu d'avoir à reprendre ceux-ci lors de la « rotation » du réseau.

— TEMPS.

Pour l'établissement d'une communication le TEMPS nécessaire est réduit au minimum puisqu'il suffit de mettre l'appareil en fonctionnement sur la fréquence choisie pour obtenir son correspondant.

— GONIOMÉTRIE, SECRET.

La rapidité de l'établissement de liaison garantit contre les risques de GONIOMÉTRAGE et permet de conserver le SECRET des communications.

— TIMBRE.

Le calage précis de la fréquence maintient le spectre de la bande latérale, ce qui entraîne la conservation du TIMBRE DE LA VOIX chez les correspondants. Cette caractéristique peut être un facteur de sûreté pour certaines applications du matériel.

— SÉCURITÉ.

Dans le même genre d'utilisation, la certitude pour un opérateur de trouver un correspondant sur le canal qui lui est assigné peut représenter aussi un FACTEUR DE SÉCURITÉ.

— ERREUR PERSONNELLE.

L'affichage d'une fréquence précise, à l'aide de compteurs décimaux, sans commande annexe de la fréquence (Δf) élimine l'ERREUR PERSONNELLE de l'opérateur pendant le choix d'un canal.

Principe du pilote synchro-compteur.

Le pilote réalisé par RADIO-AIR, le synchro-compteur, est du second type, c'est-à-dire un pilote de haute stabilité. Il se compose essentiellement de deux ensembles distincts :

— un oscillateur de référence, donnant une précision de 5.10^{-7}, avec ses diviseurs de fréquence.

— une machine électronique effectuant les quatre opérations arithmétiques avec une erreur maximum de 0,5 c/s.

Il est bien évident qu'il y a une infinité de solutions nous permettant, à l'aide de quatre opérations arithmétiques, d'obtenir un nombre quelconque N^2 à partir d'un nombre N^1 donné.

Il y a donc une infinité de projets permettant d'obtenir n'importe quelle fréquence, par opérations arithmétiques successives à partir d'un oscillateur à quartz d'une fréquence donnée.

Ce nombre sera singulièrement limité par l'exigence de la pureté de l'onde qui doit être de l'ordre de 60 dB.

L'idée directrice ayant guidé la conception générale du projet RADIO-AIR est axée sur deux principes de base qui définissent la qualité de ce matériel.

— Dans chaque fonction où le stade de la technique actuelle le permet, éliminer les impulsions au profit des tensions sinusoïdales. Par exemple, les diviseurs de fréquence et les comparateurs de phase utilisent exclusivement les signaux sinusoïdaux.

— Réduire au minimum, compatible avec un fonctionnement sûr, le nombre de « manipulations » de fréquences et les mélanges de ces fréquences, en particulier pour le récepteur qui est l'organe le plus sensible aux diverses perturbations.

En effet, on s'est fixé dans le projet, de réaliser l'élaboration des fréquences de la façon suivante :

En émission

— la fréquence synchronisante est obtenue par quatre mélanges,

— la fréquence synchronisée est obtenue par deux mélanges.

En réception

— la fréquence synchronisante est obtenue par quatre mélanges,

— la fréquence synchronisée est obtenue sans mélange.

De plus, dans chacun des cas, la fréquence synchronisante est transmise par l'intermédiaire de filtres de bande et de filtres passe bas qui éliminent les franges parasites. La fréquence synchronisée est obtenue à partir d'oscillateurs L.C. et prélevée aux bornes de circuits accordés, ce qui garantit la pureté du signal.

Description du pilote synchro-compteur.

Le pilote synchro-compteur se compose :

— d'un générateur de fréquences étalons,

— d'une boucle BF couvrant une plage de 100 kc/s, quantifiée de kc/s en kc/s et donnant par conséquent 99 fréquences.

— d'une boucle HF donnant une fréquence tous les 100 kc/s et qui couvre une plage de 1,5 à 24 Mc/s.

Le branchement en série des deux boucles nous donne n'importe quel nombre entier de kc/s entre 1,5 et 24 Mc/s.

La figure 1 donne le schéma de principe de l'oscillateur étalon et de l'ensemble des diviseurs.

L'oscillateur du type Buttler, que nous appelons « Pendule à quartz », se trouve dans un thermostat à deux enceintes. L'enceinte principale contient le quartz de 1 Mc/s, les résistances de cathode et le trimmer d'ajustage de fréquence. L'enceinte secondaire contient le système d'entretien d'oscillateur et l'étage séparateur.

Le deuxième élément de la double triode est utilisé pour la régulation du thermostat.

L'ensemble pèse 1 200 g et donne une précision de fréquence de 5.10^{-7} pendant un mois. La fréquence étalon de 1 Mc/s attaque simultanément deux diviseurs à transistors du type à réaction ; l'un divisant par 4, l'autre par 10.

Le diviseur à réaction a été choisi parce qu'il utilise la forme d'onde sinusoïdale et travaille par tout ou rien, c'est-à-dire qu'en l'absence du signal il n'y a rien à la sortie. Les systèmes diviseurs, basés sur les relaxations utilisent essentiellement une forme d'onde non sinusoïdale et donnent une fréquence erronée en l'absence du signal de synchronisme.

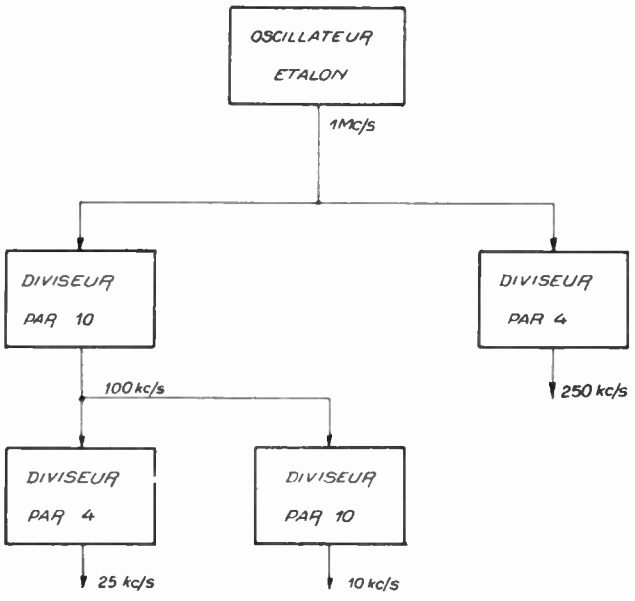


FIG. 1

que les couplages parasites se trouvent allégés d'autant.

En définitive, nous disposons de cinq fréquences ayant exactement la même précision que celle du quartz 1 Mc/s.

Les figures 2, 3 et 4 représentent la stabilité et la forme de construction de l'oscillateur étalon.

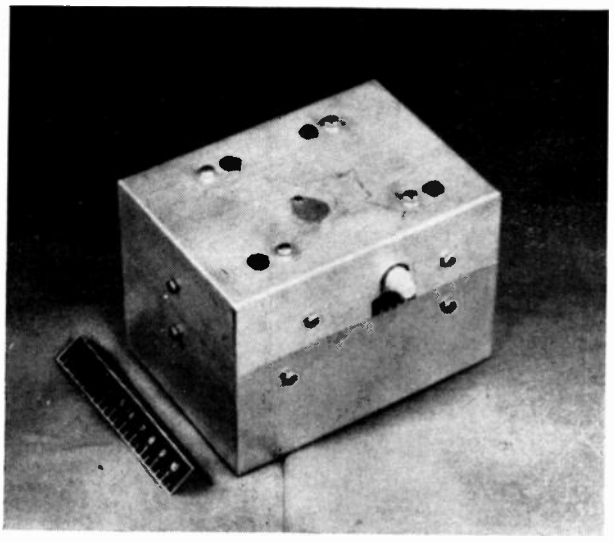


FIG. 3

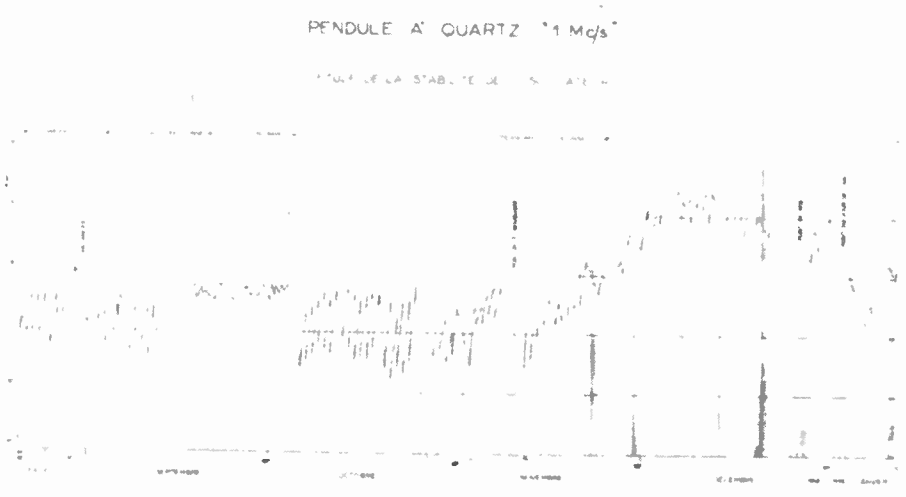


FIG. 2

La transistorisation apporte également de multiples avantages : réduction de la consommation, du volume, du poids et des calories dégagées. Il y a aussi l'avantage de pouvoir produire les harmoniques nécessaires pour la multiplication de la fréquence dans la boucle de réaction avec de très faibles attaques, de l'ordre de quelques millivolts, au lieu de quelques volts nécessaires avec les tubes. Les protections contre les rayonnements indésirables, ainsi

La figure 5 représente la boucle HF, composée essentiellement :

— d'un générateur d'harmoniques attaqué par la fréquence étalon de 100 kc/s. Ce générateur d'harmoniques est suivi d'un sélecteur qui couvre la plage en 4 sous-gammes, dont le rôle n'est pas d'isoler un harmonique quelconque, mais de réduire la bande passante, ainsi que de protéger le dispositif contre la fréquence image. Dans un récepteur, l'existence

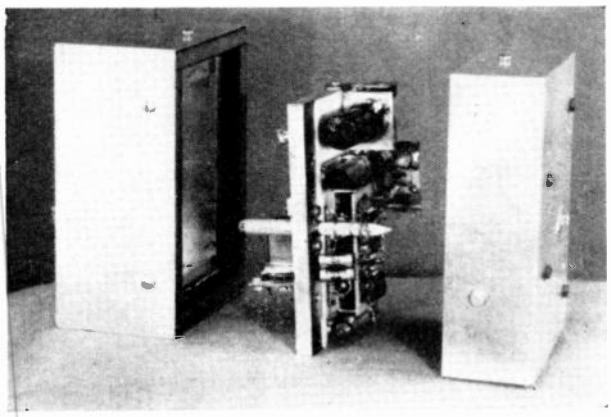


FIG. 4

Le système d'entretien et le tube séparateur sont dans l'enceinte secondaire :

— d'un premier mélangeur dont la sortie attaque un ampli variable couvrant la plage 801 à 900 kc/s et joue le même rôle qu'une moyenne fréquence dans un récepteur ;

— d'un amplificateur et d'une diode assurant le V.C.A. qui maintient le spectre harmonique à quelques dB près ;

— d'un deuxième mélangeur qui reçoit, d'un côté l'ampli 801 - 900 kc/s et de l'autre côté la

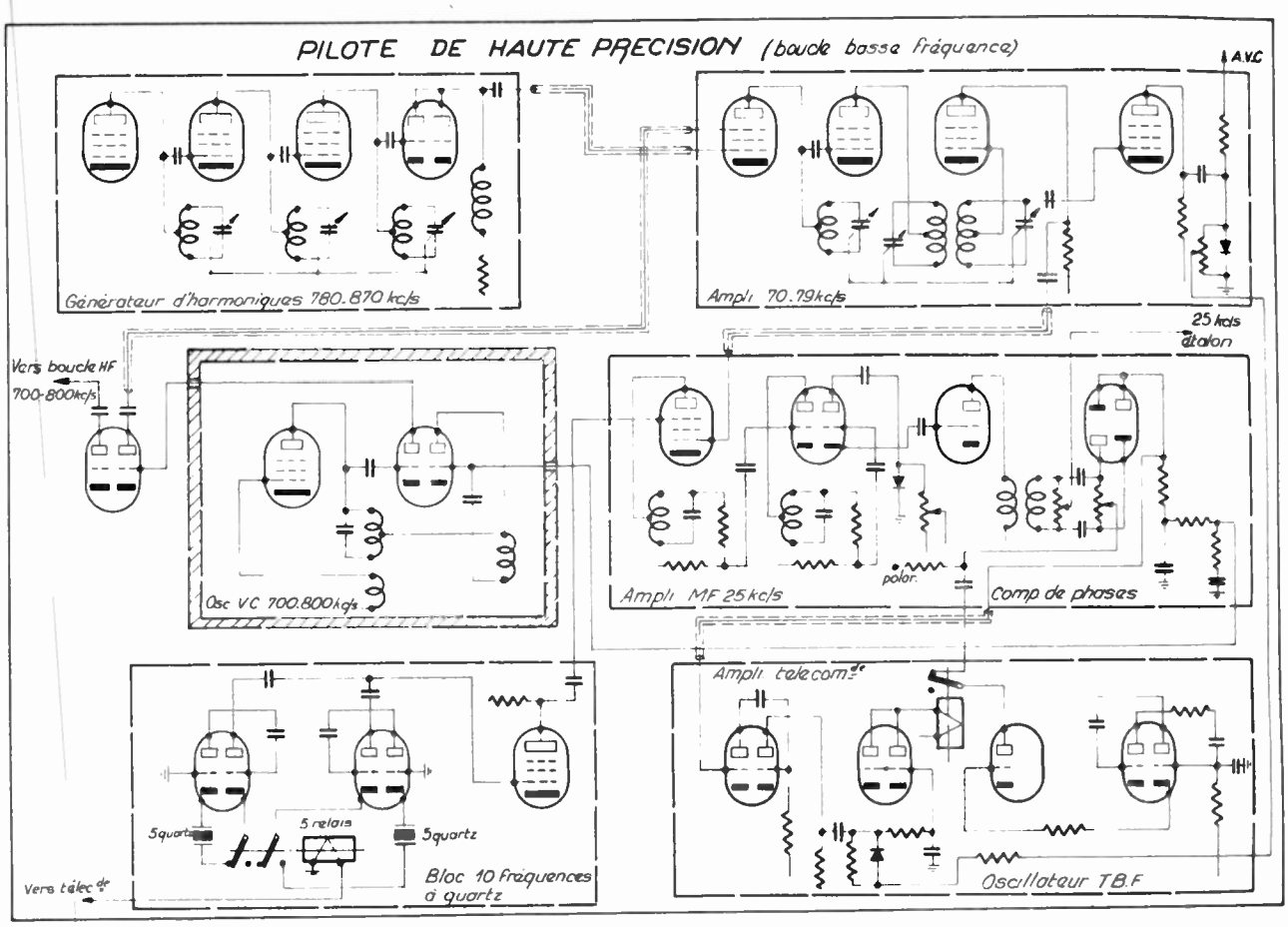


FIG. 5

d'une fréquence image est problématique ; ici elle est certaine, car le générateur d'harmoniques fournit toutes les fréquences ;

— d'un oscillateur LC à variation continue et couvrant la plage 2 à 4 Mc/s, suivi de ses multiplicateurs, comme le générateur d'harmoniques.

L'oscillateur se trouve dans un thermostat de même esprit que celui du quartz étalon. Les éléments essentiels : circuit oscillant et self du tube à réactance se trouvent dans l'enceinte principale.

fréquence quantifiée de la boucle BF comprise entre 701 et 800 kc/s. Ce mélangeur produit une fréquence fixe de 100 kc/s, à l'erreur près, et attaque un comparateur de phase à travers un amplificateur MF de 100 kc/s ;

— d'un discriminateur de phase qui compare le 100 kc/s étalon avec le 100 kc/s sortant de l'ampli MF et produit une tension continue, qui asservit l'oscillateur 2 - 4 Mc/s à l'aide d'un tube à réactance ;

— d'un chercheur électronique dont le but est d'explorer une plage de fréquence afin de ramener l'oscillateur 2 - 4 Mc/s dans la plage de synchronisme du discriminateur de phase.

Le verrouillage se fait par le discriminateur qui égalise les deux fréquences à la phase près.

L'ensemble discriminateur de phase et l'oscillateur verrouillé constituent l'âme du système.

Si le gain, c'est-à-dire le rapport entre les radians à l'entrée du discriminateur de phase et la sortie de l'oscillateur 2-4 Mc/s, est grand, la plage de synchronisme sera grande et le verrouillage rapide. Mais en même temps, le système commencera à être microphonique et modulera en fréquence l'oscillateur 2-4 Mc/s ce qui est néfaste en B.L.U. En effet, dans une transmission double bande, on peut moduler en fréquence la porteuse sans préjudice, car elle entraîne en même temps les deux bandes latérales. Au contraire, en B.L.U., on module la porteuse, tandis que les bandes latérales restent fixes et il en résulte une fréquence BF égale à la fréquence de modulation. Si le gain est trop petit, la plage de synchronisme sera petite et le temps de verrouillage long.

La figure 6 représente la boucle BF presque identique à la boucle HF. Elle se compose également :

— d'un générateur d'harmoniques attaqué par la fréquence étalon de 10 kc/s et suivi de son sélecteur ;

— d'un oscillateur LC couvrant la plage de 701 à 800 kc/s ;

— d'un premier mélangeur dont la sortie attaque : un ampli à 10 positions couvrant la plage 70 - 79 kc/s ;

— d'un deuxième mélangeur recevant, d'un côté l'ampli 70-79 et de l'autre côté un oscillateur à quartz à 10 positions.

L'ampli 70-79 et l'oscillateur à quartz 95-104 sont monocommandés de telle manière que la différence de fréquence est toujours égale à 25 kc/s :

— d'un discriminateur qui compare le 25 kc/s issu du mélange avec le 25 kc/s étalon.

Le courant continu qui en résulte synchronise l'oscillateur LC 701 - 800 kc/s, à l'aide du tube à réactance ;

— d'un chercheur électronique dont le rôle est le même qu'en boucle HF.

Exemple de fonctionnement.

La figure 7 représente un schéma bloc des deux boucles et des fréquences étalons.

En haut l'oscillateur de référence et les 4 diviseurs délivrant les fréquences synchronisées.

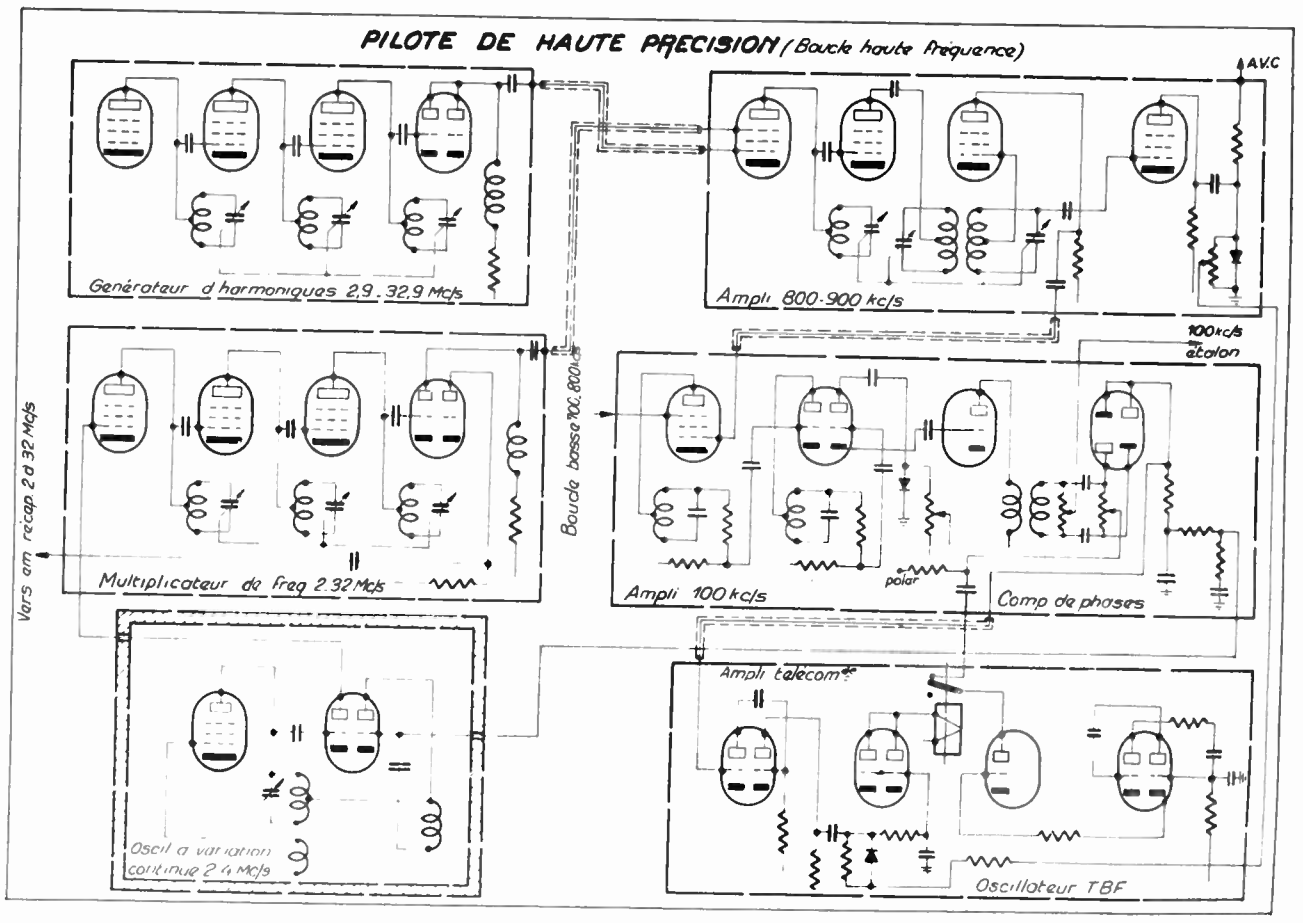
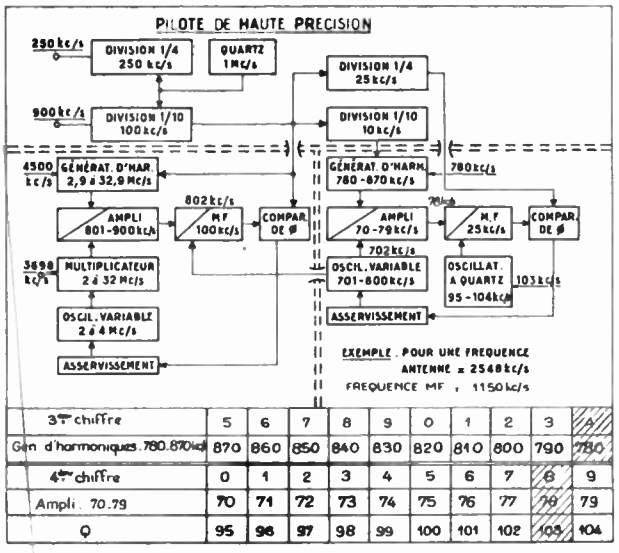


FIG. 6



3ème chiffre	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4
Gén d'harmoniques 780-870 kc/s	870	860	850	840	830	820	810	800	790	780
4ème chiffre	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Ampli 70-79	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
Q	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104

FIG. 7

A gauche, la boucle HF, comprenant le générateur d'harmoniques, l'oscillateur avec son multiplicateur, le premier mélangeur suivi de la 1re M.F., le deuxième mélangeur suivi de la 2e M.F. et le comparateur de phase.

A droite, la boucle BF avec une seule différence : au lieu de recevoir la boucle BF, reçoit un oscillateur à 10 quartz commutables.

Soit à recevoir une fréquence antenne de 2548 kc/s avec un récepteur dont la moyenne fréquence est égale à 1150 kc/s. La fréquence de l'hétérodyne locale sera 2548 + 1150 = 3698.

En bas de la page, nous avons figuré le tableau de graduation donnant les 4e et 3e décimales.

Ainsi, la 4e décimale dans notre exemple est « 8 », ce qui correspond au quartz 103 kc/s et la fréquence ampli 78 kc/s.

La 3e décimale de notre exemple est « 4 », ce qui correspond à la fréquence du générateur d'harmoniques 780. Il en résulte immédiatement que l'oscillateur variable se trouvera sur 702, qui est la différence entre 780 et 78 kc/s.

La moyenne fréquence de la boucle HF devant être de 100 kc/s, il faudra produire la fréquence 802 kc/s. Cette fréquence sera produite par le battement entre le 3698 et l'harmonique 45 du 100 kc/s, c'est-à-dire 4500 kc/s.

Admettons maintenant qu'au lieu de prendre 2548, nous prenions 12 548. Rien ne serait changé dans la boucle BF, puisque les deux dernières décimales ne changent pas. Dans la boucle haute, cela nous conduira à une fréquence de l'oscillateur local de 13 698 et à l'harmonique 14 500 kc/s. De la même manière, nous pouvons changer la 3e ou la quatrième décimale. Si nous prenons par exemple 2549, nous commuterons le quartz à 104 kc/s et l'ampli à 79 kc/s, ce qui, par différence avec 780 donnera la fréquence 701 kc/s, et nous conduira à une fréquence MF dans la boucle HF de 801 kc/s. Les 801 kc/s seront obtenus par différence avec l'harmonique 4 500 kc/s. Autrement dit, la boucle BF nous fournit 99 fréquences exactes et la boucle HF, le nombre entier des centaines de kc/s. L'opération consiste donc à prendre un harmonique de 100 kc/s, par exemple 4 500, à faire défiler 99 points de quantification que possède la boucle BF et ensuite à prendre l'harmonique suivant, c'est-à-dire 4 600, et ainsi de suite.

Fonctionnement de la quantification.

Tout ceci sera juste tant que nous serons dans la première sous-gamme. Lorsqu'on passe dans la seconde sous-gamme, la fréquence 2-4 Mc/s est multipliée par 2 et donne 4-8 Mc/s. Par conséquent, la quantification qui était de kc/s en kc/s, sera après doublage, de 2 kc/s en 2 kc/s.

Dans la troisième sous gamme, la multiplication est de 4 et dans la 4e sous gamme la multiplication est de 8, ce qui nous conduit aux quantifications de 4 en 4 kc/s et de 8 en 8 kc/s respectivement.

Le but recherché est, bien entendu, une quantification homogène de kilocycles en kilocycles dans toutes les sous-gammes.

Afin d'obtenir ce résultat, nous avons introduit dans la commande de l'oscillateur 2-4 Mc/s, un diviseur mécanique de 2 dans la deuxième sous gamme, de 4 dans la troisième sous-gamme et de 8 dans la quatrième.

Ainsi, l'oscillateur 2-4 Mc/s, qui est à variation linéaire de fréquence, avance dans la deuxième sous-gamme de 0,5 kc/s pour chaque kc/s de la boucle BF, ce qui, après doublage, donne 1 kc/s au niveau du mélangeur.

De la même manière l'oscillateur 2-4 Mc/s avance de 0,25 kc/s dans la troisième sous-gamme et de 0,125 kc/s dans la quatrième sous-gamme.

Par conséquent, nous avons jumelé les multiplicateurs électroniques et le diviseur mécanique.

Il est bien entendu que l'erreur du diviseur mécanique n'intervient pas dans la précision de la fréquence et son rôle est seulement de ramener l'oscillateur dans la plage du synchronisme.

Admettons que nous sommes dans la quatrième sous-gamme et que la fréquence antenne est de 12 548. Lorsqu'on passe à 12 549, on enclenche le quartz suivant et en même temps on transmet un mouvement angulaire de 1 kc/s à l'oscillateur 2-4 Mc/s. Ce mouvement angulaire passe par le diviseur mécanique de 8 et comme la variation de l'oscillateur est linéaire, il en résulte une variation de fréquence de 125 c/s, ce qui, après multiplication, dans le multiplicateur électronique par 8, donne 1 kc/s. Le système quantifie donc de 1 kc/s en 1 kc/s dans toutes les sous-gammes.

Télécommande du système.

La télécommande du pilote se compose essentiellement :

— d'une boîte de commande

— d'un ensemble d'exécution solidaire du pilote.

Boîte de commande.

Le principe de télécommande utilisé pour commander les différents organes du pilote est du type « à sélection par fils ».

Nous avons choisi ce type de télécommande parce qu'il nécessite le minimum de matériel et par conséquent est le plus sûr et le moins coûteux.

La boîte se compose d'un compteur électrique de 5 décimales commandées par 4 boutons, les milliers et dix milliers de kilocycles utilisent le même bouton.

A chaque décimale sont adjointes un certain nombre de galettes.

La première galette applique le 150 volts aux tubes des compteurs, les galettes suivantes appliquent le 27 volts aux fils d'affichage de fréquence et aux commandes de sous-gammes pilote, émetteur, récepteur et accord antenne. La figure 8 représente la réalisation de cette boîte.

Fig. 8

Ensemble mécanique d'exécution.

Le positionnement des arbres pilotes est obtenu par entraînement moteur et embrayages magnétiques. Le moteur entraîne le disque supérieur et lorsque les bobines excitatrices E^1 E^2 E^3 et E^4 sont alimentées, elles provoquent l'embrayage des disques inférieurs, solidaires des axes de commande des trois oscillateurs et de l'axe des sous-gammes.

On exécute de cette manière deux opérations successives :

— remise à zéro de l'ensemble

positionnement d'une nouvelle fréquence.

La figure 9 représente l'application du pilote à l'ensemble émetteur-récepteur B.L.U.

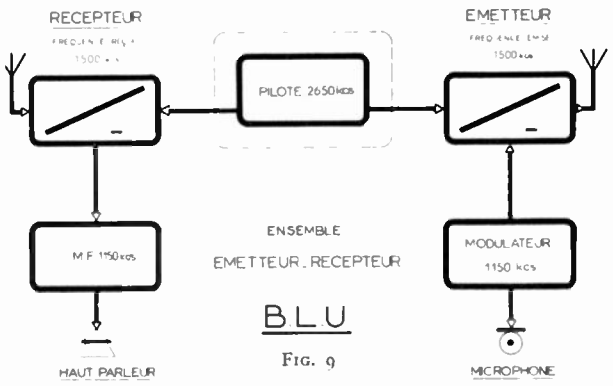


Fig. 9

Evolution future.

Avant de terminer, je voudrais revenir sur les considérations que j'ai exprimées au début, relatives à l'évolution de la technique qui nous conduit vers l'augmentation des performances et vers « l'électronisation ». Or, nous venons de voir que le pilote, dans son stade actuel, comporte un certain nombre d'organes mécaniques.

Quoique cette mécanique n'intervienne pas dans l'erreur de fréquence et n'exige pas de grande précision dans sa réalisation, il est toujours préférable d'utiliser un système électronique.

On peut dès maintenant envisager le remplacement dans certains cas des selfs ou condensateurs variables par des diodes à capacité variable (varicaps).

L'utilisation des Varicaps permet actuellement d'accorder les circuits à 2 % près. Cela nous permet dans notre projet d'utiliser les Varicaps dans le sélecteur d'harmoniques et l'ampli 70-79 kc/s.

Ainsi nous pourrons nous débarasser des éléments mécaniques commandant les organes variables du sélecteur et de l'ampli.

Dans l'avenir, on peut imaginer un pilote entièrement statique se composant : (fig. 10)

— d'un oscillateur étalon de référence,

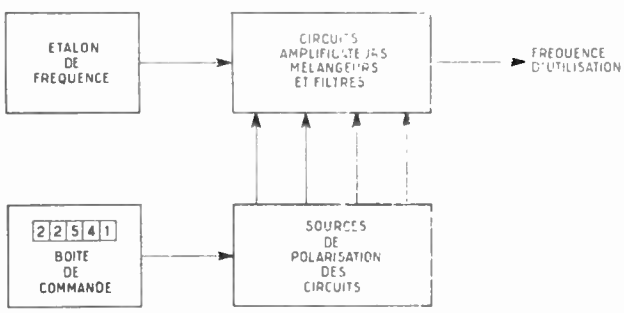


Fig. 10. — Schéma bloc du pilote statique.

— d'un ensemble des circuits de filtrage et de mélange,

— d'une source stabilisée délivrant les tensions continues de polarisation aux différents organes,

— et d'une boîte de commande dont le rôle sera de choisir les fils de polarisation à partir de compteur de lecture.

Nous arriverons ainsi à un système entièrement électronique pesant quelques kilos et occupant un volume de quelques décimètres cubes.

CONDENSATEURS AU TANTALE A ÉLECTROLYTE SOLIDE

PAR

le Professeur Docteur R. ARIES

Ingénieur-Conseil à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques.

Les semi-conducteurs s'adaptant bien aux équipements « miniaturisés », les éléments qu'on leur associe doivent également être de taille miniature et présenter des propriétés en accord avec les hautes performances des transistors et des diodes actuellement disponibles. Une solution de ce problème a été apportée par la fabrication en série de condensateurs miniature au tantale à électrolyte solide.

Il y a plus de trente ans que les condensateurs à électrolyte non liquide ont vu le jour et on les étudie à l'échelle du laboratoire depuis une vingtaine d'années. Mais l'apparition récente de techniques plus évoluées, associées à des exigences accrues du point de vue des performances, a fait du condensateur au tantale une réalité industrielle.

L'utilisation des condensateurs à électrolyte solide double chaque année en raison de leurs avantages évidents. L'évaporation de l'électrolyte cesse d'être un problème, la température d'utilisation peut descendre jusqu'à -80 °C, une fermeture réellement hermétique est réalisable, la résistance aux vibrations et la durée de vie en stockage s'accroissent pour devenir considérables.

Les condensateurs au tantale à électrolyte solide répondent à un besoin important en condensateurs miniature dont tous les éléments soient solides. Les avantages d'un électrolyte solide ou à semi-conducteurs par rapport à un électrolyte liquide sont presque trop évidents pour qu'on doive y insister et nous mentionnerons seulement parmi les inconvénients inhérents à un électrolyte liquide, la possibilité de gel de la solution conductrice à basse température, le risque de corrosion du récipient, le risque de perte du liquide par fuite ou par évaporation. Ces inconvénients risquent d'apparaître avec plus ou moins d'acuité, même dans le cas d'un stockage à température relativement constante, ce qui conduit à un certain degré d'instabilité, et à une durée de vie limitée. L'utilisation d'électrolyte solide permet de surmonter facilement ces difficultés.

On connaît un grand nombre d'électrolytes solides et de semi-conducteurs qui pourraient théoriquement constituer une couche semi-conductrice convenable entre le diélectrique et la cathode et pourraient ainsi être considérés comme partie intégrante de la cathode. Mais la difficulté consiste à prévoir la distribution physique réelle dans l'espace entre le diélectrique et le semi-conducteur « électrolyte solide ». Une solution de ce problème a été indiquée par VAN GEEL dans son article « On Rectifiers », *Physica*, août 1951, qui propose l'utilisation de bioxyde de manganèse comme semi-conducteur.

Un procédé consiste à imbiber les pores d'un noyau de poudre de tantale frittée avec une solution concentrée de nitrate de manganèse ; puis on décompose le nitrate de manganèse à haute température, pour obtenir du bioxyde de manganèse qui constitue l'électrolyte solide formé « in situ » dans les pores. La réaction est violente et dégage de grandes quantités de vapeurs nitreuses, et il faut beaucoup d'habileté et d'habitude pour arriver à un résultat satisfaisant. Les défauts fortuits de la couche diélectrique doivent ensuite être réparés et l'on peut procéder à une série de traitements anodiques pour compléter et protéger le diélectrique. L'ensemble de l'opération devient à la fois un art et une technique.

Si toutes ces opérations ont été accomplies avec le plus grand soin, le produit obtenu, qui est finalement enfermé dans une capsule hermétique, constitue un échantillon de petite dimension, de forte capacité, stable, de fonctionnement sûr et de durée de vie pratiquement illimitée.

Des recherches poussées ont été effectuées sur les condensateurs à électrolyte solide pour déterminer leurs caractéristiques propres, leur gamme d'utilisation et leurs autres propriétés. Leur petite dimension, leur stabilité et leur solidité montrent qu'ils sont particulièrement adaptés aux équipements transistorisés. Leur grande résistance aux chocs et aux vibrations les rendent utilisables pour les avions les fusées et les engins. En fait, chaque fois que se posent des problèmes de miniaturisation et de sécurité d'emploi, les condensateurs au tantale à électrolyte solide représentent la meilleure solution.

Bien que la température de fonctionnement maximum indiquée soit de 85 °C, nos recherches nous ont montré que leur utilisation jusqu'à une température de 125 °C donne satisfaction, et ceci d'autant plus que les tensions appliquées seront légèrement inférieures aux tensions nominales. Les tensions utilisables pour ces condensateurs à électrolyte solide varient de 6 à 60 volts et une légère diminution de tension permet un fonctionnement correct, sans perte de capacité, à une température nettement plus élevée que la température de 85 °C pour laquelle les tensions maximum d'utilisation ont été mesurées. Des travaux de recherches en cours sur la fabrication d'éléments à tension de fonctionnement supérieure à 60 volts conduiront à des condensateurs fonctionnant à la fois à tension plus élevée et à température plus élevée.

Nos recherches sur des éléments des types 6 à 60 volts et intermédiaires nous ont montré que la capacité varie d'une façon sensiblement linéaire avec la température, l'augmentation de capacité étant dans le sens d'un accroissement de température. Ainsi, à 85 °C la capacité atteint 105 % de sa valeur à 20 °C de telle sorte que le coefficient d'augmentation de la capacité par degré est de 5,65 %, soit 0,077 % par degré Celsius. (Pour le type 60 volts, ces résultats sont reproduits figure 1). Des valeurs de capacités allant jusqu'à 400 µF ont déjà été réalisés de cette façon.

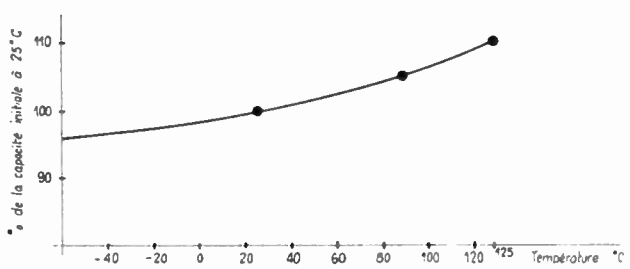


Fig. 1

Pour des condensateurs de plus grande capacité et de plus faible tension, le coefficient de température est légèrement plus petit, de l'ordre de 0,06 % par degré Celsius pour le type 6 volts. La caractéristique à retenir est que la capacité dans la gamme normale de fonctionnement augmente de 5 à 10 % lorsque l'on passe de la température ambiante à la température de fonctionnement la plus élevée ordinairement admise. De tels condensateurs, après un test de durée de 1 000 heures à 60 °C ne permettent pas de déceler de changement appréciable de leurs caractéristiques à température ambiante par rapport à leurs caractéristiques initiales.

Nous avons fait des essais sur des lots importants de condensateurs de type 60 volts (choisis de façon à présenter au départ des capacités sensiblement égales) dans des conditions diverses, en retirant des échantillons choisis au hasard après un vieillissement de 300, 600, 900 et 1 200 heures à 85 °C. Les capacités ont été déterminées dans chaque cas à 85 °C. Les résultats sont donnés par la figure 2.

Cette figure montre que, pour des essais de vieillissement à la température maximum de 85 °C, on observe pour 1 200 heures une légère augmentation de capacité (environ 1 %) à 25 °C, et une légère diminution (ne dépassant pas 4 %) à 85 °C. Si l'on

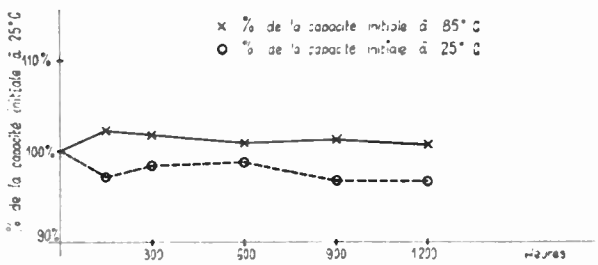


Fig. 2

tient compte de l'augmentation de capacité due au changement de température (environ 5 % entre la température ambiante et 85°), la capacité à 25 °C et à 85 °C après un essai de vieillissement de 1 200 heures à la tension nominale reste légèrement supérieure à sa valeur initiale à 25 °C.

Le courant de fuite est évidemment une caractéristique importante des condensateurs, à prévoir dans les spécifications. Le courant augmente assez rapidement avec la température mais il est à peu près indépendant des valeurs des capacités et des tensions de fonctionnement. Il semble qu'il soit fonction de la forme du condensateur et, pour chaque type de forme, de la température.

Un échantillon de 0,6 µF – 60 volts a pour courant de fuite aux différentes températures, les valeurs suivantes :

0 °C	0,11 microampère
20 °C	0,15 »
25 °C	0,23 »
40 °C	0,41 »
50 °C	0,57 »
60 °C	0,80 »
75 °C	1,20 »
85 °C	1,75 »

Ceci nous montre qu'une augmentation de température de l'ordre de 20 à 25 °C double sensiblement le courant de fuite dans la gamme 0 °C – 85 °C. Ces résultats sont schématisés par la figure 3.

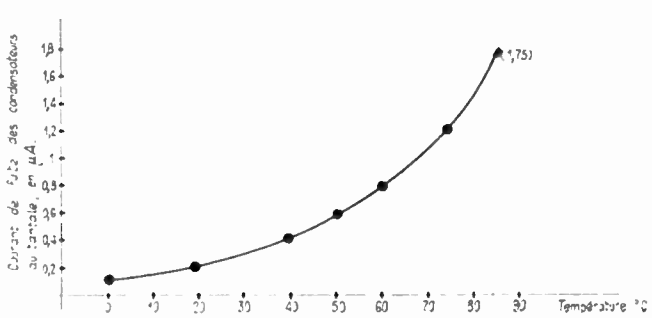


Fig. 3

Pour beaucoup d'autres éléments électroniques nouveaux, la production des condensateurs au tantale constitue une intéressante nouveauté. Des améliorations successives sont à prévoir, de telle sorte que l'on peut s'attendre raisonnablement à des valeurs de capacité plus grandes, à des tensions de service plus élevées et à une gamme de température plus étendue. Ces condensateurs sont destinés à remplacer, pour des usages de plus en plus nombreux, les condensateurs à l'aluminium, à mesure que leur prix et les quantités disponibles le permettront. En particulier le type à électrolyte solide s'imposera de plus en plus en raison de ses excellentes performances.

Tandis que les recherches se poursuivent en vue de remplacer éventuellement le tantale par du niobium ou du zirconium, on peut considérer que la technique des électrolytes solides constitue un progrès aussi important que celui que constituait au début celle des condensateurs électrolytes. Nous pouvons citer, comme exemple d'éléments donnant lieu à des progrès rapides, les nouveaux condensateurs au silicium, formés d'une jonction *pn* à l'intérieur d'un cristal de silicium fabriqués par les mêmes techniques que celles qui sont utilisées dans la fabrication d'éléments à semi-conducteurs. Toutes ces nouvelles inventions dans le domaine des pièces détachées vont venir prendre place en fonction de leurs propriétés et de leur prix de revient dans la gamme étendue des dispositifs électroniques.

ACTIVITÉS ET VIE DE LA SOCIÉTÉ

RÉUNIONS DU BUREAU

Réunion de février 1959.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le vendredi 6 février 1959 sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : Mlle BARET, MM. BESSON, DAYONNET, DEZOTEUX, FLAMBARD, GOUDET, DE MARE, MOULON.

Excusés : MM. ANGOT, AUBERT, BLANC-LAPIERRE, CABESSA, DUPOUY, LIBOIS, MATRAS, PONTE, RABUTEAU.

Assistait à la séance : M. DECAUX, Président du Comité de Rédaction.

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 9 janvier 1959, les candidatures de 45 nouveaux membres sont acceptées ;

2° M. FLAMBARD expose le programme des activités de la Société pour les mois de mars et avril ;

L'inauguration du Groupe de Lille aura lieu le 16 avril 1959 en présence de M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens ;

3° M. GOUDET accepte de continuer à représenter le Président de la Société des Radioélectriciens au Bureau de l'A. F. R. A. (Association Française de Régulation et d'Automatisme).

Réunion de mars 1959.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le 13 mars 1959 sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens.

Présents : MM. BESSON, DAYONNET, DEZOTEUX, FLAMBARD, MATRAS, MOULON.

Excusés : MM. ANGOT, AUBERT, CABESSA, DUPOUY, GOUDET, DE MARE, LESCHI, LIBOIS, PICAULT, PONTE, RABUTEAU.

Assistait à la séance : M. DECAUX, Président du Comité de Rédaction.

1° Après adoption du procès-verbal de la réunion du 6 février 1959, les candidatures de 102 nouveaux membres sont acceptées ;

2° M. FLAMBARD informe le Bureau qu'une visite du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay et en particulier du Synchrotron à protons de 3 GeV SATURNE sera organisée le 30 mai 1959 ; l'initiative en revient à M. LABEYRIE, président de la 9e Section ;

3° L'annuaire 1959 de la Société des Radioélectriciens paraîtra à la fin du mois d'avril et sera, le plus rapidement possible, envoyé aux membres ;

4° Le Président a adressé à l'Institution of Electrical Engineers, un télégramme de condoléances à l'occasion du décès de M.T.L. Eckersley.

RÉUNION EN SORBONNE

Réunion du samedi 14 février 1959.

Cette réunion, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens était consacrée à une communication de M. Germain ARMIER, Ingénieur des Télécommunications au service d'Exploitation de la R.T.F. sur la *Réception des émissions des satellites au Centre d'Ecoutes de la R.T.F.*

Depuis octobre 1957, les satellites artificiels ont provoqué un intérêt croissant dans le monde entier. L'auteur indique que la position du Centre d'Ecoutes de Limours au carrefour de l'information et de la technique lui a permis de suivre la plupart de ces expériences.

Les résultats des travaux effectués, principalement orientés sur les variations de la fréquence reçue, ont été exposés. L'auteur montre qu'en plus de la variation de fréquence due au déplacement du satellite (effet Doppler) il existe d'autres variations de fréquences. Pour cela le Centre de Limours a mis au point un appareillage spécial pour enregistrer automatiquement la fréquence de l'onde reçue.

Enfin, le conférencier indique d'autre part que l'enregistrement de la variation de la fréquence de l'onde reçue a permis de s'assurer que les émissions provenaient réellement des satellites artificiels américains ou russes.

RÉUNIONS DES SECTIONS

3e Section « Electro-acoustique ».

Au cours de la séance du 23 février 1959 tenue en commun avec le G.A.L.F. (Groupement des Acousticiens de Langue Française) et présidée par M. BARON, deux communications ont été faites l'une par M. J. BRILLOUIN sur la *Mesure de la longueur acoustique des cols de résonateurs constitués par des fentes en parois minces*, l'autre par M. J. LAFON sur *La reconnaissance phonétique et sa mesure.*

Communication de M. J. BRILLOUIN.

L'auteur décrit le montage expérimental qu'il a utilisé. Les résultats obtenus montrent que la longueur acoustique du col diminue quand la fréquence augmente. Ils sont représentés, à moins de six pour cent près, par la relation empirique suivante :

$$\frac{L}{b} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\lambda}{b}\right)^{1/4}$$

L est la longueur acoustique du col,

b est la largeur de la fente,

λ la longueur d'onde du son.

Les mesures ont été faites pour des valeurs de $\frac{\lambda}{b}$ allant de 48 à 1 130.

Au cours de la discussion, M. LIENARD demande si l'absorption correspondante a été calculée. M. BRILLOUIN répond que cela n'a pas été fait, mais qu'il est certainement possible de la déterminer à partir de la théorie qu'il a donnée précédemment, pour le cas des résonateurs groupés. Le problème est beaucoup plus difficile dans le cas des résonateurs isolée.

M. RAES précise que les panneaux à fentes semblent avoir une absorption meilleure dans les fréquences aiguës et moins bonne dans les fréquences basses que les panneaux à trous, pour une épaisseur égale, naturellement.

M. CHAVASSE demande si de telles structures ont été utilisées pratiquement. M. BRILLOUIN répond que cela n'a pas été fait jusqu'à présent, mais qu'il serait peut-être intéressant de les essayer pour l'étude des silencieux, par exemple.

M. LÉON pense que la forme de l'évent doit intervenir dans l'absorption à longueur de col égale. M. BRILLOUIN n'a fait aucune expérience en ce sens, mais il indique que l'absorption tend à augmenter, d'une manière générale, lorsque la résistance acoustique augmente. L'absorption atteint alors une valeur optimum, puis diminue ensuite. Ces résultats ont, d'ailleurs, été confirmés au cours d'expérimentations faites par M. LIÉNARD.

Communication de M. LAFON.

Si l'on essayait de définir l'intégration phonétique, on pourrait dire qu'elle représente la connaissance, par voie sensorielle, de symboles acoustiques appelés phonèmes et la possibilité de distinguer les critères nécessaires à leur individualisation.

Chez l'enfant, le premier stade est celui de la prise de connaissance du problème, conditionnée par sa répétition. En même temps, il apprend les critères acoustiques de l'identification.

Pour mesurer cette aptitude, chez l'enfant ou l'adulte, on utilise des mots phonétiquement triés. Ils sont choisis d'après l'importance d'un ou plusieurs de leurs phonèmes et d'après la place du mot dans le vocabulaire. L'augmentation de l'intensité hors des limites usuelles, ou l'adjonction de bruit, permet à l'audiométriste de mesurer la valeur de l'intégration phonétique de chaque individu.

Cette aptitude à recevoir des informations auditives varie en fonction des atteintes de l'oreille, surtout des atteintes cochléaires. Les déformations phonétiques suivent certains schémas. Elles varient également avec les lésions de la transmission nerveuse et avec les atteintes psychiques. On peut montrer que l'attention joue le rôle essentiel, tant dans la connaissance que dans la reconnaissance des phonèmes.

Cette identification phonétique n'est pas la même suivant la voix qui a émis le message et suivant la façon dont les caractéristiques acoustiques ont été rendues.

La mesure de l'intégration phonétique peut donc nous apporter des renseignements sur la valeur de l'intelligibilité de phonèmes déformés. Elle permet d'étudier les atteintes cochléaires d'après les confusions acoustiques et de chercher les critères de l'identification normale. Enfin, elle permet d'aborder, sous l'angle auditif, les possibilités d'attention des sujets aux stimulus sensoriels.

Au cours de la discussion, M. BARON pose la question de la définition exacte du phonème. M. LAFON répond que le phonème peut être considéré comme unité de parole.

M. MOLES pense que lorsqu'on supprime les consonnes, l'intégration est totalement détruite.

M. BRILLOUIN se demande si les tests phonétiques ont la même valeur lorsque les expérimentateurs qui parlent et qui entendent ont des accents différents très marqués. M. LAFON indique qu'il y a naturellement certaines difficultés, dans quelques cas, mais qu'il est toujours possible de tester les individus à l'aide de sa méthode.

M. CHOCHOLLE pense qu'il y a d'autres facteurs psychiques à prendre en considération, tels que la mémoire, le temps de réaction, par exemple.

M. CHAVASSE précise qu'en téléphonie on exécute des essais du même genre, à l'aide de logatomes, pour caractériser les systèmes de transmission. On remarque alors que les opérateurs sont légèrement sensibles à l'entraînement qu'ils possèdent en ce domaine et, au bout de quelques semaines, leurs résultats deviennent alors très stables.

6e Section « Electronique ».

La réunion tenue le 13 février 1959 était consacrée à un exposé de M. Michel, Louis SOULET, du Centre de Physique Electronique et Corpusculaire de la C.S.F. sur *Les matériaux magnétiques rémanents utilisés dans les tubes électroniques.*

Le conférencier étudie les modes de réalisation des aimants permanents destinés aux divers dispositifs dans lesquels un faisceau d'électrons ou d'ions, ou bien une onde H.F. est contrôlé par un champ magnétique.

Il détaille les impératifs qui commande la réalisation des systèmes :

— caractéristique de champ à obtenir ;

— géométrie du dispositif ;

— caractéristiques mécaniques et magnétiques des alliages disponibles.

8e Section « Electronique Appliquée ».

Sous la double présidence de MM. E. GIBOIN et M. CHALVET, dans le cadre des conférences organisées par la 8e Section en commun avec l'A.I.E. M. Maurice, Charles CONSTANT, de la Société LA RADIOTECHNIQUE, a fait le 10 février 1959 une communication intitulée : *Exemples de méthodes spéciales de calcul rapide. — Leurs applications à la simplification de petits ensembles électroniques à calculer.*

Pourquoi n'utiliserait-on pas dans les machines à calculer électroniques les procédés de calcul utilisés par les prodiges du calcul mental ? C'est l'idée que M. CONSTANT a développée lors de sa conférence.

Les procédés de calcul rapide s'appliquent surtout à la multiplication et à la division. Au sujet de la multiplication, on dispose de trois méthodes de calcul rapide :

— la méthode de Hertz qui n'exige que la multiplication et la division par 2 ;

— l'utilisation des tables de Pythagore ;

— la méthode Cauchy-Güntz, reprise par le Père Coste, qui, en calcul binaire, se rapproche de la multiplication série série.

Le conférencier a donné quelques détails concernant une machine à calculer, très bon marché, construite selon les principes du Père Coste.

Quant à la division, d'importants travaux théoriques sont en voie d'achèvement ; ils seront présentés sous peu à l'Académie des Sciences.

FRÉDÉRIC JOLIOT-CURIE

Physicien et Ingénieur

En la personne de Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie, la Société des Radioélectriciens a perdu, en 1958, l'un de ses plus éminents Membres d'Honneur. M. le Professeur P. BIQUARD, qui fut son ami et son collaborateur, a bien voulu rappeler pour les lecteurs de l'Onde Electrique quelques aspects de la pensée scientifique de ce grand savant. Nous l'en remercions vivement.

Il est arrivé fréquemment à Frédéric JOLIOT-CURIE de s'entretenir avec des collègues ou des amis des conditions générales de son travail scientifique et des circonstances qu'il jugeait lui-même comme ayant été les plus favorables à ses découvertes. Parmi beaucoup d'autres facteurs, il en est deux sur lesquels il insistait particulièrement. Les rappeler, spécialement à l'intention des jeunes chercheurs, c'est à la fois rendre hommage à la mémoire du grand savant trop tôt disparu, et accomplir une mission qui lui était chère.

Le premier de ces facteurs est le respect, voire le culte de la tradition scientifique d'une école ou d'un laboratoire. Nous trouvons ici un des aspects du souci qu'il exprimait fréquemment de voir la France conserver son originalité propre dans la collaboration mondiale des scientifiques de tous les pays. Dans l'article qu'il a écrit pour la brochure qui présente le « nouveau Centre de recherches fondamentales en physique nucléaire d'Orsay » il l'explique lui-même de la manière suivante :

« Les chercheurs qui fréquentent les laboratoires de traditions anciennes profitent souvent à leur insu de ce que j'appelle des « richesses cachées ». Les idées émises autrefois au laboratoire par les maîtres et travailleurs, encore vivants ou disparus, reviennent périodiquement dans les entretiens et pénètrent consciemment ou inconsciemment dans la pensée des chercheurs plus jeunes. Au cours d'un travail, ces acquisitions facilitent l'interprétation correcte et parfois la découverte. On comprend mieux pourquoi telle découverte avait plus de chances d'être faite dans tel laboratoire ».

Le second facteur, il aimait à le résumer ainsi en quelques mots : « Je suis physicien, mais je suis aussi ingénieur, et cela est très important ».

A sa sortie de l'Ecole Supérieure de Physique et de Chimie, il effectua un stage aux Aciéries de Luxembourg et il en garda une impression profonde. L'ampleur des moyens mis en œuvre, et surtout la responsabilité de celui qui a imaginé, calculé, commandé et fait fabriquer, l'ont marqué — comme il le répétait souvent — pour toute la vie.

On retrouve d'ailleurs facilement la trace de cette influence à la fois dans les méthodes expérimentales simples et audacieuses qu'il imagina et dans les constructions qu'il mit en œuvre ou à la réalisation desquelles il présida.

Si la feuille de carton qu'il disposa au voisinage d'une couche d'oxyde d'uranium pour recueillir les produits ce que nous savons maintenant être le résultat de la fission, constitue une des expériences les plus élégantes de la physique moderne, JOLIOT-CURIE n'hésita pas à se lancer dans des constructions beaucoup plus importantes comme, par exemple, le premier accélérateur Van-de-Graaf construit en France, au laboratoire d'Arcueil, avant d'être transporté au Palais de la Découverte à l'Exposition Universelle de 1937. C'est également dans son laboratoire que fut construit, au Collège de France, le premier cyclotron du continent européen.

Savoir ne pas être écrasé par les appareillages souvent considérables de la physique atomique moderne, savoir les faire construire et les utiliser tout en étant prêt à chaque instant à recourir à des dispositifs infiniment plus simples : voici une qualité qui devient de plus en plus nécessaire aujourd'hui et que F. JOLIOT-CURIE possédait au premier chef.

Aussi parfaitement à l'aise avec deux ou trois collègues à son laboratoire du Collège de France qu'avec les centaines d'ingénieurs et les vastes installations industrielles du Commissariat à l'Energie Atomique, F. JOLIOT-CURIE n'en discernait pas moins les graves problèmes que cette transformation des conditions de la recherche expérimentale pose aujourd'hui :

« Un centre moderne de recherches fondamentales en physique nucléaire présente à première vue, au visiteur non averti, un caractère industriel. Le chercheur ne risque-t-il pas de se sentir écrasé par ce déploiement, certes indispensable, d'appareils énormes et onéreux, dont le prix de quelques heures de fonctionnement s'élève à des dizaines et même des centaines de milliers de francs ? Le chercheur ne se sent plus libre de procéder par ratures comme autrefois. Il sent sa responsabilité fortement engagée pour entreprendre un travail. Expérimenter avec peu de chances de succès, simplement « pour voir », présente maintenant de réelles difficultés et pourtant, la découverte n'est-elle pas souvent une surprise ? »

L'œuvre scientifique de F. JOLIOT-CURIE est suffisamment bien connue pour que je n'aie pas cru nécessaire de rappeler ici ses recherches sur les lames minces, sur le neutron, sur la radioactivité artificielle, sur la fission de l'uranium, sur les réactions en chaîne, etc. J'ai pensé qu'il était préférable de souligner ici certains aspects de sa formation et de sa pensée scientifique.

L'évocation de son œuvre et de son activité seraient également incomplets si une référence, même trop brève, n'était pas faite à son œuvre d'enseignement, à l'organisation de la recherche fondamentale et de la recherche appliquée ainsi qu'à la manière élevée dont il concevait la responsabilité du scientifique dans la société, responsabilité grave dont il avait pleine conscience et en fonction de laquelle il orienta une part importante de son activité.

P. BIQUARD.

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.
Asseo Edgar, Ingénieur à la Société Brown-Boveri (Département des Recherches Spéciales)	Moussiegt Munier
Ateliers de Montages Electriques	Le Gall Enaud.
Audouin Francis, Alfred, Ingénieur E.N.S.T.	Bramel de Clé-joulx François.
Bergamo Lucien, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Chalaye Jean, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Chartrain Raymond, Guy, Bernard, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Chuniaud René, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée ...	Quinet Hugon.
Claquin Louis, Pierre, Ingénieur à la C.S.F.	Aubert Chaste.
Colin Jean, Adjoint au Directeur Général Technique de la C.S.F.	Aubert Chaste.
Coma Libert, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Coroller Pierre, Ingénieur à la Société Brown-Boveri (Service calcul analogique)	Moussiegt Munier.
Doucet Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée) ...	Quinet Hugon.
Feraud Henri, Louis, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée ...	Quinet Hugon.
Garcia Roque, Agent Technique à la S.F.R. ...	Sev Emery.
Girard Christian, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Guillard Jean-Michel, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Hanocq Michel, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Joly Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Lantelme Jean, Ingénieur I.E.G. et I.R.G., au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble	Munier Moussiegt.
Lay Enrico, Président de l'Ella (Comité Européen de Coordination Télécommunications Militaires)	Bourgès Monbeig
Lecca Jean, Ingénieur-Conseil	Bellugue Behaghel.
Ledroit Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée..	Quinet Hugon.
Lefaure André, Administrateur de Sociétés — Gérant des Etablissements André Lefaure ...	Renault Cachon.
Le Goff Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Lemonnier Jean-Claude, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Luxereau François, élève à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Grenoble	Munier Moussiegt.
Martin Francis, Raymond, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Masle (du) Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Grenoble	Moussiegt Munier.
Mayer Jacques, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Nguyen Khao Tham, Directeur Général de P.T.T. à Saïgon	Cabessa Muller.
Noel Michel, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Pornet Gérard, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Posty Claude, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Poulner Francis, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Prot Jacques, Ingénieur Radio E.S.E.	Cozenot Pichon.
Ribou Charly, Daniel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Rouffet Jean-Claude, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Sarrazin Michel, Roger, François, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Silleni Stelio, Chef de Branche du Matériel, Division des Transmissions, Shape, Paris	Bourgès Monbeig.
Suhr Pierre, Daniel, Louis, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Hugon Quinet.
Thouvay Francis, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Vannuci Paul, Chef de fabrication à la Société Meci	Moulon Flambard.
Neel Pierre, Agent Technique Radioélectricien au C.N.E.T.	Schurr Detournay.
Verdier Jean, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Hugon.
Ziboulsky Jacques, Ingénieur E.N.S.E.E.H.T..	Dupin Dupouy.

MM.	Présentés par MM.
Alabert Jean-François, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Alziary Georges, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Combe d'Alma Cau.
Armingeat Francis, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Auzel François, Emile, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Beghin Christian, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Combe d'Alma Cau.
Bertin Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Blondel Michel, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Bole-Feysot Michel, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Briard Yves, Charles, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Brocard François, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Buret Marcel, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Combe d'Alma Cau.
Cadet Bernard, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Caron Pierre, Michel, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Chaligne Pierre, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Combe d'Alma Cau.
Champennois Jean-Paul, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Chezeau Jean-Paul, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Chipart Jean-Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Cochet Alain, élève à l'Ecole Centrale de T.S.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Colas Jack, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Melle	
Comby Bernadette, Maris, Anne, Nicole, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
MM.	
Cotton Pierre, Professeur à la Faculté des Sciences de Marseille	Bedos Trompette.
Couturier René, élève à la Section Radioélectricité de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Grenoble	Benoit Moussiegt.
Delga Maurice, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Demoury Marc, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Denarié Jean-Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
De Ryck Jean, élève à l'Ecole Nation.. Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Deschamp Jacques, élève à l'Institut Supérieu. d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Dillet Alain, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Dinet Yves, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Dressayre Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Dorier Bernard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
D'Silva Tarcisius, Joseph, Stagiaire au Groupement Télévision de la C.S.F.	Amster Costa.
Ducros Yves, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Duranton Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Eon Claude, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Melle	
Faure Marie-Madeleine, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
MM.	
Ferrouillat Jacques, Remy, Georges, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Fougeron Alain, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Ganovelli Jacques, Chef du Département Thermistances de la Compagnie Industrielle « Le Condensateur Céramique »	Danzin Bleuze
Gaudriot Lionel, Roger, Georges, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Gilles Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx François.
Giraud Jean, Jacques, élève à l'Instiut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
Goldberg Jean-Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Grzeczkowicz Jean, Michel, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Guillaume Jean-Claude, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Melle	
Henry Bernadette, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Gutton Beurtheret.
MM.	
Hieu Raymond, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Chrétien Poirot.
Hoclet Michel, Ingénieur à la Société T.R.T..	Pastier Loger.

MM.	Présentés par MM.
HUBET Daniel, Georges, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
KASSABGI Georges, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
KETTERER Alain, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
LACHESE Bernard, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
LACROIX Bernard, André, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
LADOUCE Joël, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
LE BLANC Roger, Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
LEGUEN Jean-Claude, François, Marie, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
LE PAUTREMAT Bernard, Pierre	GUTTON BEURTHERET.
LESCOP Jean-Claude, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
LIARD Bertrand, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
MAHÉ Bernard, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
MARTINEZ André-Paul, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
MARZAT Claude, Lucien, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
MEHL, Yvon, Bernard, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	POIROT CHRÉTIEN.
MESTOUDJIAN Jacques, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET
MEVIL-BLANCHE Bernard, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
MILLARD Alain, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
MILLET Jean-Paul, Lucien Ingénieur Technico-Commercial à la Société T.R.T.	DUCORPS LEMORO.
MOLLIER Pierre, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
MONTADAT Michel, Ingénieur E.S.E. à la Société T.R.T.	PASTIER CLAISSE
NALTET Paul, Louis, André, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
NOEL Joseph, Pierre	FOLLIOT CHRÉTIEN.
PELTANT Michel, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
PENN Corentin, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
PIKETTY Jean-Louis, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.

Melle	Présentés par MM.
PILLET Geneviève, attachée scientifique au L.N.R.	B. DECAUX P. ABADIE.
MM.	
POPOT Michel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
POSSEL Yan (DE), élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	POIROT CHRÉTIEN.
ROCHER Joël, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
ROMAN Paul, Ingénieur E.S.M.E. à la Société « La Radiotechnique »	BOURASSIN VINCK.
ROUSSEAUX Alain, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
ROUVIÈRE Jean, Raymond, Directeur du Comité Consultatif international Télégraphique et Téléphonique	G. VALENSI A. FLAMBARD.
ROUX Jean, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	Poirot CHRÉTIEN.
ROZÉ Christian, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
ROZMARIN Jean élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
SAGASPE Jean, Michel, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
SAINT-PIERRE Jean-Marie (DE), élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
SANSON Guy, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
SANY Jean, Claude, Paul, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
SASSIN Guy, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	POIROT CHRÉTIEN.
SAVOYE Claude, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
SCHOELLER François, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
SERPOUL Gérard, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
SUAUDEAU Roland, Maurice, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
SURGET Georges, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
TARTARY Daniel, Maurice, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
TRAN DUC TIEN, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
TRAN QUOC PHONG, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	GUTTON BEURTHERET.
TRAN VAN DANG, agent technique à la Compagnie Industrielle des Téléphones	NGUYEN BA NHO CHALOUB.

MM.	Présentés par MM.
TRELLUYER Michel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
TRIGON Roland, Gabriel, Serge, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
VACHIER René, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	POIROT. CHRÉTIEN.
WATSON Jean, Ingénieur à la Société T.R.T.	PASTIER GIRAUD.
BESSON René, Jean, Ingénieur E.N.S.E.M. à l'ONERA	J. MEYER BENOIT-GONIN.
CAO VAN DAO, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
CASTELAIN Denis, Ingénieur E.S.M.E., stagiaire à l'Institut français du Pétrole	GUCHEZ DÉPLANTÉ
CERCUEIL René, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
CHASTAGNER Jean, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	H. GUTTON BEURTHERET.
CHEYNIER Bernard, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	H. GUTTON. BEURTHERET.
CONSTANT Eugène	LEBRUN LIEBAERT.
DELAYE Michel, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
DOUBLET Jack, Pierre, Agent technique électronicien à la S.A.C.M.	NOUAILLE DUPONT.
DUBOIS élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
DUBOS Michel, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
FERRET Pierre, Gabriel, Guy, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
FLORENTIN Jean, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
GABILLARD Robert, Docteur ès Sciences, Physicien supérieur du CERN	P. GRIVET ARNOULT.
GHYSELINCK Maurice, Ingénieur Radioélectricien	TARASSOFF HUMMEL.
HOANG SANG, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX THURIN.
ILIAS Démètre, Radioélectricien-Physicien de l'Université d'Athènes	E. VASSY BOUDOURIS.
JEANSON Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	COZENOT PICHON.
JOUANIQUE Michel, Ingénieur à la Société Radio J.D.	GAMET DELY.
LANGOT Marcel, Technicien Radio au C.E.A.	GUTMANN LECOMTE.
LANTERI Paul, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX THURIN.
LAURENT Guy, élève à l'E.N.S.E.E.H.T.	G. DUPOUY DUPIN.
L'HOTE Gilbert, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN DE GOUVENAIN.
LOFFREDO Louis, Nicolas, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
MANCIOT Christian, Ingénieur E.S.M.E. au département Electronique industrielle de la Société L.M.T.	DASCOTTE ROTH.
MERCIER Michel, Henri, Simon, Ingénieur E.N.S.T.	LEVAILLANT LE GUYON.
MITRANI Moni, Ingénieur à la Société Anonyme de Télécommunications	DOCKES GAUSSOT.
ORIGHONI Jean-Claude, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
PENHARD Serge, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN DE GOUVENAIN.
Mlle PAYEN Christiane, élève à l'I.S.E.P.	H. GUTTON BEURTHERET.
MM. PICQUENARD Armel, Directeur Commercial à la Société T.R.T.	ANGOT LE GUYON.
POUFET Georges, Jean, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
RIPOUTEAU François, Alain, élève à la Faculté des Sciences de Grenoble	OUDARD SCHNEIDER.
ROTURIER Jacques, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
ROUSSEL Jean-Claude, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.E.	CHRÉTIEN POIROT.
SAUBIÉ Jean, élève à l'E.N.S.T.	BRAMEL DE CLÉJOULX FRANÇOIS.
TOURNEFIER Claude, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN DE GOUVENAIN.
VALLAT Dominique, élève à l'E.C.T.S.F.E.	POIROT CHRÉTIEN.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

INFORMATIONS

LES RADARS DE SURVEILLANCE CSF DE CONTROLE RÉGIONAL ET D'AÉRODROME

Pour satisfaire les commandes qu'elle a reçues du Secrétariat Général à l'Aviation Civile et Commerciale, la Compagnie Générale de T.S.F. a mis en fabrication dans ses Usines de Levallois, douze radars bande L, 2 mégawatts crête, destinés, par paires fonctionnant en diversité de fréquence, aux quatre Centres de Contrôle Régional métropolitains (1), et aux deux aérodromes principaux de l'Aéroport de Paris : Orly et le Bourget.

Ces radars seront mis en service en 1960. La première station équipée sera celle du Centre de Contrôle Régional Nord, récemment installé en lisière sud de l'aérodrome d'Orly. La livraison du matériel de cette station aura lieu fin 1959. Son installation et sa mise en service suivront immédiatement.

Les aérodromes d'Orly et du Bourget seront pourvus, à leur tour, en 1960.

La région parisienne, zone terminale particulièrement importante pour la circulation des avions longs courriers, va de la sorte se trouver dotée dès 1960 de stations radar modernes. Celles-ci ont été conçues de façon à pouvoir faire face aux nouvelles conditions du contrôle de la circulation aérienne dues à l'avion à réaction.

Nous allons décrire sommairement la station CCR d'Orly et une des stations d'aérodrome de Paris, après avoir rappelé les performances requises des radars, d'une part pour les CCR et d'autre part pour les aérodromes, pour contrôler la circulation des avions à réaction. Des articles ultérieurs présenteront de façon plus détaillée les équipements mentionés.

Nouvelles performances requises des radars de surveillance.

Deux types de radar sont employés :

Le premier, destiné aux régions de contrôle terminales, doit assurer en plus de la régulation du trafic et de la surveillance générale des vols, le contrôle des montées et des descentes.

Il convient donc que la couverture d'un tel radar de contrôle régional (CR) s'étende jusqu'à la distance et l'altitude à laquelle les avions amorcent leur descente ou atteignent leur altitude de croisière. Ceci correspond actuellement, pour tenir compte des longs courriers à réaction, à une portée de 200 km au minimum, avec une couverture en cosécante carrée de 50 000 pieds jusqu'à un angle de site de 30°. Toutes ces performances doivent être établies en fonction d'une surface réfléchissante fluctuante de 10 m² au plus, les avions à réaction constituant une cible fluctuante équivalente à une cible non fluctuante de surface beaucoup plus faible. Pratiquement les portées sur avions à réaction se trouvent réduites de 50 % par rapport à celles obtenues sur un avion classique de même surface. De plus, la probabilité de détection doit atteindre 90 % dans toute la couverture, de façon notamment à faciliter l'utilisation des dispositifs électroniques de poursuite automatique, dont l'adoption ultérieure est prévue dans les Centres de Contrôle terminaux.

Enfin, ces portées doivent être obtenues nonobstant l'emploi de dispositifs d'élimination des échos fixes et de polarisation circulaire, pour la réduction des parasites de précipitation. Or, la diminution de portée en polarisation circulaire, par rapport à la polarisation linéaire, est comprise entre 15 et 25 %.

(1) Orly, Marseille, Bordeaux et Lyon. A Marseille, Bordeaux et Lyon, les stations CCR seront équipées de l'antenne « Hydre » CFTH.

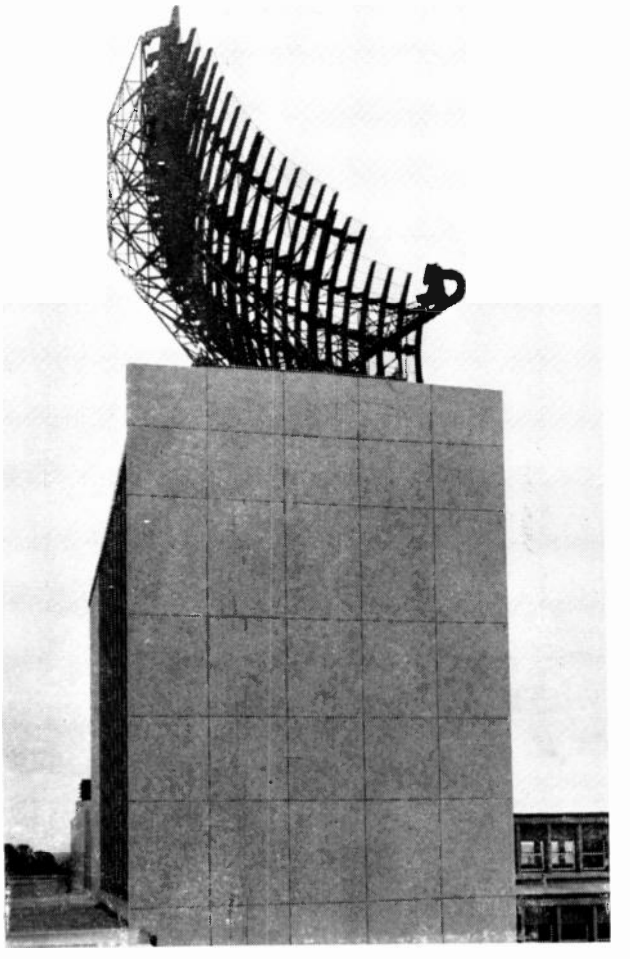


FIG. 1. — Le radar CSF de surveillance éloignée sur le bâtiment du Centre de Contrôle Régional Nord à Orly.

Dans ces conditions, la couverture en polarisation linéaire doit être d'au moins 250 km à 90 % de probabilité sur cible fluctuante de 10 m².

Le deuxième type de radar est destiné à remplir les fonctions du SRE (1) actuel, mais avec une portée en distance de 100 km et une couverture de 40 000 pieds jusqu'à un angle de site de 50°, toujours à 90 % de probabilité sur cible fluctuante de 10 m².

L'élimination des échos fixes ainsi que la réduction des parasites de précipitation devront être spécialement soignées sur ce type de radar, dont l'aérien devra en outre tourner de deux à trois fois plus vite que celui du CCR, en raison des vitesses angulaires plus élevées des avions à détecter qui sont en moyenne de deux à trois fois plus rapprochés.

(1) Radar de surveillance d'aérodrome. Couverture actuelle 50 km et 25 000 pieds.

La station de contrôle régional d'Orly

Cette station de surveillance à grande portée (CR-3) comportera essentiellement :

— Deux radars ER 410 C bande L, 2 Mégawatts, facteur de forme 1000, fonctionnant en diversité de fréquence (espacement des fréquences 30 MHz) ;

— Un mélangeur hyperfréquence MH 206 capable de diriger sur un même guide d'ondes l'énergie hyperfréquence issue des deux émetteurs ;

— Un meuble de synchro calcul DC 204 C permettant l'addition ou la multiplication des signaux video élémentaires provenant des deux récepteurs ;

— Deux meubles d'élimination des échos fixes MA 372 comprenant chacun deux tubes à mémoire (1) (TCM 13) en cascade de façon à comparer trois signaux récurrents (Effet Doppler-Fizeau) ;

— Un aérien à couverture totale AT 417, à polarisation horizontale ou circulaire (taux réglable) commutables. Gain 34 dB, pouvant tourner à 6 tours/minute.

Cette station satisfera complètement aux performances souhaitées, même quand l'état du ciel exigera l'emploi de la polarisation circulaire au taux maximum.

Pour s'en assurer, la C.S.F. a essayé, de façon quasi permanente du mois d'avril au mois d'octobre 1958, à l'emplacement même du nouveau CCR, un radar ER 410 bande L, 1 Mégawatt crête, associé au même aérien AT 417. La couverture obtenue avec cette station en polarisation linéaire préfigurait sensiblement celle que procureraient les deux ER 410 C, 2 Mégawatts. diversité à deux, la polarisation circulaire étant appliquée, avec taux maximum, à l'aérien AT 417.

En effet, les essais effectués en France sur de nombreuses stations radar, ont permis de s'assurer que deux radars de 2 Mégawatts chacun par exemple étaient au moins équivalents, en probabilité de détection à 90 %, à un seul radar de puissance crête double, soit 4 Mégawatts, ou plus.

Or, pour compenser la perte de portée résultant de l'emploi de la polarisation circulaire au taux maximum, il suffit de quadrupler la puissance émise. C'est bien ce qui a été fait en remplaçant un seul radar 1 Mégawatt crête par deux radars de 2 Mégawatts associés en diversité de fréquence.

Notons que la polarisation circulaire, commutable avec la polarisation linéaire, pourra être réglée de façon continue jusqu'à son taux maximum vrai (90 % d'ellipticité) afin de tenir compte des conditions atmosphériques du moment.

(1) La mémoire obtenue par ces tubes est à périodique, alors qu'une ligne à retard est établie pour une seule fréquence de récurrence. D'où un important avantage en faveur de l'E.E.F. (élimination des échos fixes) par tube à mémoire, celle-ci étant compatible avec une wobbulation à 10 % par exemple, de la fréquence de récurrence, avec pour résultat la disparition des « vitesses aveugles ».

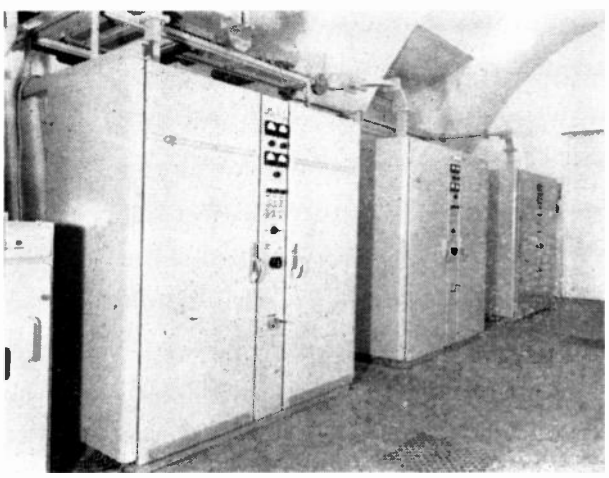


FIG. 2. — Emetteurs récepteurs associés par mélangeur hyperfréquences pour fonctionnement en diversité.

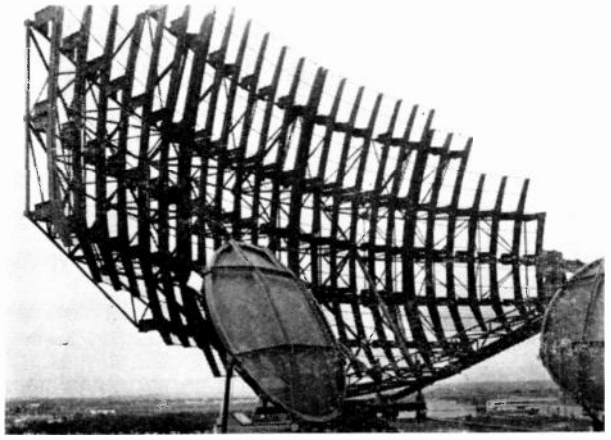


FIG. 3. — L'aérien à couverture totale AT 417 sur le toit du Centre de Contrôle Régional Nord à Orly, avec les paraboles des relais hertziens TM 110.

L'opérateur disposera d'ailleurs, indépendamment de la polarisation circulaire et de l'élimination des échos fixes, d'un moyen supplémentaire pour suivre les avions dans le voisinage des nuages ou des échos fixes : un amplificateur logarithmique (« Lin Log ») commutable, de dynamique au moins égale à 70 dB.

Ces divers moyens, joints au choix de la bande L, permettent d'escompter une proportion de temps d'utilisation du radar beaucoup plus élevée par ciel nuageux, que celle obtenue avec les stations classiques actuelles en bande S.

Station radar d'aérodrome.

Cette station comporte tous les mêmes éléments que celle de contrôle régional, à l'exception de l'aérien AT 417, qui est remplacé par l'AC 413.

L'aérien 413 peut fonctionner comme l'AT 417 en polarisation horizontale ou en polarisation circulaire. Il peut tourner à 7,5 ou à 15 tours/minute (au lieu de 6 tours/minute). En revanche, son faisceau est plus large, (28 dB de gain maximum), ce qui a pour effet simultanément de diminuer la portée — autrement largement surabondante — et d'améliorer les conditions d'élimination des échos fixes. En même temps, son faisceau est plus ouvert vers les sites élevés, ce qui diminue le cone mort.

Par ailleurs, le ou les couples $\tau - F_r$ (largeur d'impulsion — fréquence de répétition) sont dans le cas de l'aérodrome de 1,25 µs – 800 Hz ou 1,5 µs – 700 Hz (au lieu de 3 µs – 350 Hz ou 2,5 µs – 400 Hz).

Avec cet aérien et le radar fonctionnant à la fréquence de répétition de 700 ou 800 Hz, la station radar CSF procure largement les performances qui peuvent être prochainement requises pour un aérodrome.

L'excédent des performances obtenues présente l'intérêt — notamment dans le cas d'Orly et du Bourget — de permettre la couverture des « cones morts » des aérodromes voisins.

Les images des radars d'Orly et du Bourget distants de 25 km se trouvent ainsi complémentaires, à condition évidemment que ces deux aérodromes puissent échanger leurs informations radars.

C'est ce qui est déjà réalisé dans le sens Orly, le Bourget, grâce au transformateur d'images TI 440 installé à Orly et au câble hertzien TM 110 reliant Orly au Bourget, avec relais actif à la Direction Générale de l'Aéroport, 291, Boulevard Raspail.

* * *

Aviation Daily du 26-5-58 nous renseignait ainsi sur les inquiétudes éprouvées par les responsables des Compagnies aériennes sur la mise en service des avions longs courriers à réaction : « quoi qu'aucune d'entre elles ne consentirait à l'avouer, elles sont de plus en plus inquiètes à mesure que s'approche le jour J et signeraient volontiers un accord pour le retarder de quelques années ».

Cette inquiétude ne peut provenir du fonctionnement mécanique de ces avions qui, avec les Bœing, Caravelle, les nouveaux Comet, est excellent ; mais de ce que la solution complète du problème du contrôle de la circulation aérienne n'est pas encore en vue. (Ce contrôle est, on le sait, essentiellement à base d'équipements électroniques, à terre et à bord).

De nombreux systèmes, trop nombreux pour qu'aucun soit entièrement valable, s'opposent les uns aux autres. En attendant, il devient indispensable d'améliorer les aides classiques, le radar en particulier, en les adaptant aux conditions nouvelles du trafic. C'est ce qu'a fort bien compris en France la Direction de la Navigation Aérienne, qui a consacré tous ses efforts à définir les radars nécessaires et à les faire réaliser dans les délais les plus brefs.

Les Pays qui les premiers auront adopté des stations radar de Contrôle Régional et d'Aérodromes capables de « voir » les avions, même par mauvais temps, sur la totalité des parcours à contrôler, apporteront un soulagement inappréciable aux difficultés que redoutent, à juste titre, les Compagnies aériennes.

Il est donc à prévoir que le trafic aérien international empruntera les voies aériennes de ces pays de préférence à celles dont l'équipement n'aura pas été modernisé en temps voulu.

H.A.

LIAISONS RADIOTÉLÉPHONIQUES ENTRE LES TRAINS EN MARCHE ET LE RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE GÉNÉRAL SUR LA LIGNE DE PARIS A LILLE

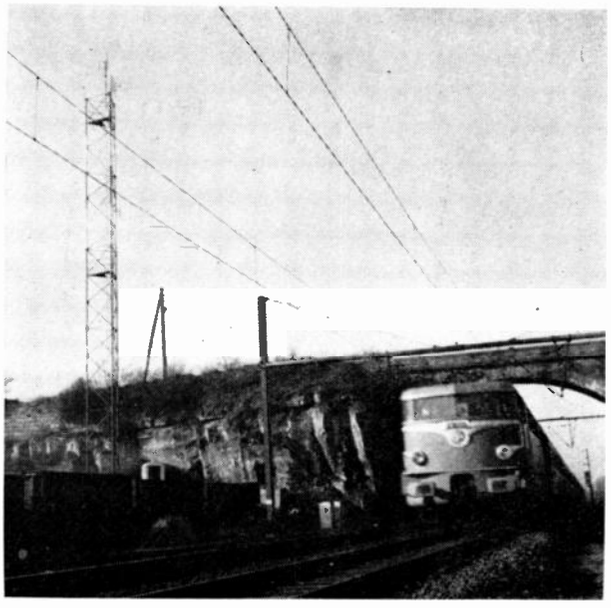


FIG. 1. — Radiotéléphonie sur la Paris-Lille. Un train passe devant la station de Saint-Maximin. On voit à gauche le pylône portant les aériens et la guérite qui abrite la station fixe émission réception (Cliché C.S.F. René Bouillot).

Généralités.

Après avoir procédé en liaison avec la Compagnie Générale de T.S.F. et en collaboration avec l'Administration des P.T.T., à des essais satisfaisants sur la ligne électrifiée Valenciennes-Thionville, la S.N.C.F. a décidé de donner aux voyageurs qui utiliseront les futures rames électriques circulant entre Paris et Lille (258 km) la possibilité d'entrer en communication téléphonique avec les abonnés du réseau général des P.T.T. et même avec ceux des réseaux des pays étrangers.

Quatre trains seront ainsi pourvus d'un équipement radioélectrique permettant d'assurer une liaison continue sur le parcours considéré.

La structure des liaisons à établir doit répondre à des conditions particulières :

1° Les liaisons radiotéléphoniques doivent être effectuées à faible puissance (moins de 50 W) pour ne pas se propager à trop grande distance (les fréquences utilisées sont situées dans la bande réservée aux services entre stations fixes et mobiles terrestres) ;

2° Ces liaisons doivent conserver une bonne qualité commerciale, malgré le voisinage de champs parasites importants engendrés par la traction en courant monophasé 25 000 volts et ne pas apporter de perturbation au fonctionnement du réseau téléphonique général ni à la réception des émissions de télévision.

Caractéristiques des installations.

Les stations fixes, au nombre de 11, ont été réparties le long de la voie ferrée, de manière que les portées de deux stations voisines se recouvrent largement. Pour augmenter les portées et obtenir des champs élevés et constants, les émetteurs-récepteurs des stations fixes ont été munis d'aériens bidirectionnels constitués chacun par deux dièdres ouverts à 90° et orientés dans les directions de fuites de la voie ferrée. Ces aériens ont été placés au sommet des pylônes dont la hauteur varie de 30 à 60 m de hauteur. Le même aérien est utilisé pour l'émission et la réception, le fonctionnement en duplex étant assuré avec un écart de fréquence de 4,6 ou 4,8 MHz.

Un feeder coaxial à faible perte relie les aériens aux ensembles émetteurs-récepteurs installés dans des guérites (stations fixes), au pied des pylônes. Ces stations sont situées à proximité immédiate des gares de Louvres, Saint-Maximin, Clermont, Gannes, Ailly, Corbie, Albert, Achiet, Arras, Douai et Seclin. L'espacement entre deux stations est d'environ 20 à 25 km, compte tenu des nombreuses tranchées, rideaux d'arbres, masses diverses bordant la voie, qui affaiblissent passagèrement la réception sur les mobiles.

Les appareils émetteurs-récepteurs des stations fixes et mobiles, construites par la C.S.F., ont une puissance de 20 watts et fonctionnent en modulation de phase dans la bande 156 - 174 MHz Pour obtenir un maximum de régularité du système, les appareils des stations fixes sont alimentés en permanence par le courant fourni pour le fonctionnement des installations de sécurité de la ligne.

La liaison est établie en duplex, à l'aide de 3 fréquences.

La voie d'émission du mobile vers les stations fixes utilise la fréquence F_1 = 156 MHz. L'émission des stations fixes s'effectue avec 2 fréquences alternées F_2 = 160,6 MHz et F'_2 = 160,8 MHz. La même fréquence d'émission ne se retrouvant que pour toutes les stations paires ou impaires, afin d'éviter des effets d'interférence qui produiraient une forte distorsion de l'audition à bord du train.

Articulation radio-fil.

Les 11 stations fixes de la ligne Paris-Lille sont reliées à la station de répéteurs de Paris-Nord — où s'effectue la seule liaison au réseau général P.T.T. — par une quarte téléphonique (chargée 88/36 et amplifiée) du câble de télécommunication S.N.C.F. longeant la voie ferrée. Une paire est affectée à la voie émission, l'autre paire à la voie réception.

La liaison au réseau comporte en plus du dispositif de passage 4 fils-2fils, un régulateur de niveau pour la paire émission desservant les émetteurs des stations fixes. A chaque station fixe, les deux paires téléphoniques sont reliées respectivement à l'émetteur et au récepteur par des dérivations en câble de faible longueur ayant leur origine, soit à un point de coupure, soit à une boîte de dérivation.

L'affaiblissement de la ligne d'émission est compensée par un amplificateur à gain réglable pour moduler correctement les émetteurs fixes (après adaptation 600 Ω/50 Ω) et celui de la ligne réception par un réglage convenable du niveau de sortie du récepteur.

La liaison au réseau téléphonique général s'effectue par un circuit 2 fils aboutissant sur une position manuelle au Central P.T.T. « Roquette ».

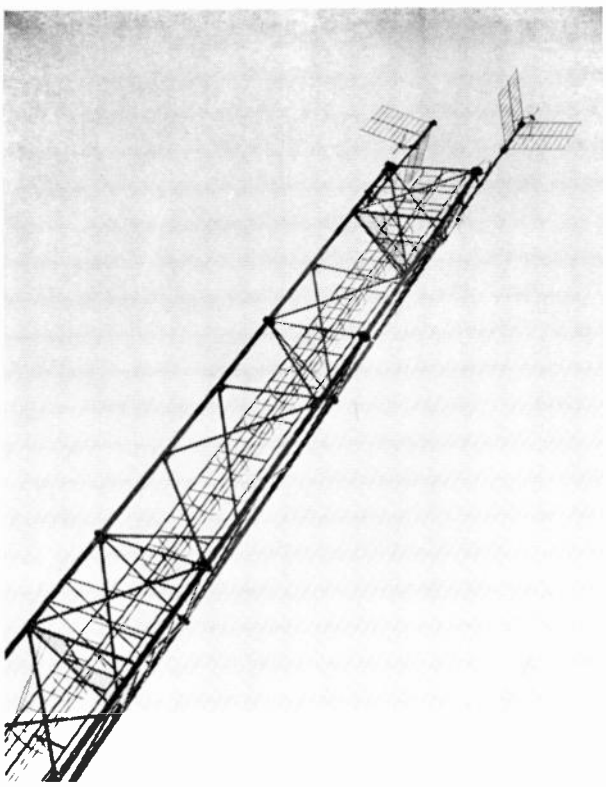


FIG. 2. — Pylône et aériens bidirectionnels de la station fixe de Saint-Maximin (Cliché C.S.F. — René Bouillot).

Principe général du système.

Les dispositions réalisées ont pour but d'empêcher toute possibilité d'émettre simultanément de plusieurs mobiles, même pendant l'appel de l'un d'eux. Le blocage d'un mobile consiste dans tous les cas en une double impossibilité d'écouter et d'émettre.

L'installation prévue pour une rotation sur plusieurs trains circulant entre Paris et Lille a obligé à faire correspondre à chacune des deux voies téléphoniques (non simultanées) un sens de parcours « Paris-Lille » ou « Lille-Paris ».

L'affectation d'une voie (donc d'une fréquence d'appel particulière) à un train déterminé n'est pas possible. Il y a ainsi obligation de commuter un mobile donné sur la voie téléphonique voulue (donc sur la fréquence d'appel correspondante) à chaque départ du train. Cette commutation est réalisée à l'aide d'un inverseur manœuvré lors de la mise en service du mobile. 2 fréquences d'appel inférieure à 2 500 Hz, sont utilisée, F_a = 1 800 Hz F_b = 2 400 Hz. Une troisième fréquence F_0 = 1 400 Hz signale la disponibilité de la liaison radiotéléphonique.

Systèmes d'appel.

L'opératrice P.T.T. dispose de deux jacks pour établir la liaison, soit vers un train du sens « Paris-Lille », soit vers un train du sens « Lille-Paris ».

Les appels en provenance des abonnés du réseau général lui parviennent par le numéro à 7 caractères : OBErkampf 89-00.

Par enfichage dans l'un ou dans l'autre des deux jacks, l'opératrice provoque l'envoi permanent en parallèle sur les 2 fils d'une polarité + ou — 48 volts.

Lorsque l'opératrice reçoit un appel en provenance d'un mobile, l'allumage de la lampe d'appel de la jonction lui indique qu'elle peut enficher dans l'un des deux jacks, au choix, ce qui provoque ainsi l'envoi permanent de l'une ou de l'autre des deux polarités précitées.

La liaison se trouve libérée par défichage, après raccrochage au poste mobile.

Réseau au repos.

Une fréquence musicale F_0 = 1 400 Hz est envoyée en permanence vers les mobiles par la station terminale. Les stations fixes modulées par ce signal audible, émettent sur leurs fréquences nominales F_2 et F'_2.

Etat d'occupation. Blocage des ensembles émetteurs-récepteurs mobiles.

Cet état est obtenu par le blocage de F_0, soit au moment où l'opératrice P.T.T. « enfiche », soit automatiquement lors de la réception de l'appel d'un mobile. Une signalisation par voyant lumineux « rouge » matérialise l'occupation sur le mobile non « appelant ».

Etablissement des communications.

a) *Appel vers un poste mobile* — L'appel en provenance du standard P.T.T. a pour effet d'envoyer, pendant une seconde sur la paire émission la fréquence d'appel F_a ou F_b (suivant la polarité choisie par l'opératrice) de bloquer F_0, de déclencher l'appel local du mobile jusqu'au décroché du combiné et de débloquer l'émetteur du mobile.

b) *Appel du standard P.T.T. en provenance d'un mobile* — Cet appel ne peut s'effectuer qu'à partir de l'état de repos. Au décroché du combiné, l'émetteur du mobile est modulé par la fréquence F_a (ou F_b) jusqu'à ce que le blocage de F_0 soit effectif à la station terminale. La réception de F_a (ou F_b) à la station terminale déclenche l'appel au standard P.T.T. L'opératrice enfiche et établit la liaison.

Contrôle à distance du fonctionnement des stations fixes.

La station terminale de Paris-Nord est équipée d'un dispositif permettant d'effectuer, en dehors du service normal, le contrôle de chaque station fixe.

Le principe du contrôle à distance consiste dans la mise en route pendant une durée de 5 à 10 secondes d'un dispositif « boucleur » télécommandé par une combinaison d'appel sélectif à 2 fréquence musicales propre à la station à contrôler. Ce « boucleur » assure la transposition de la fréquence d'émission sur celle de réception et l'injection du signal transposé à l'entrée du récepteur avec un niveau faible prédéterminé : il provoque ainsi, pendant quelques secondes, le retour sur la paire « réception » de la modulation appliquée sur la paire « émission à la station terminale ».

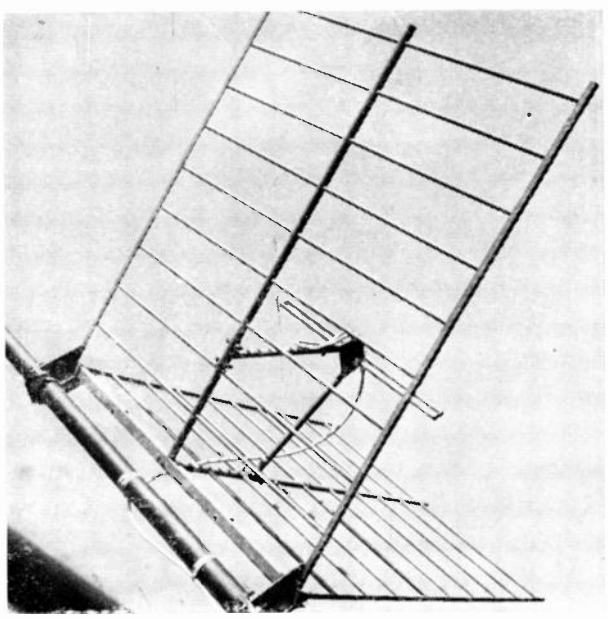


FIG. 3. — Détail d'un aérien (Cliché C.S.F. René Bouillot).

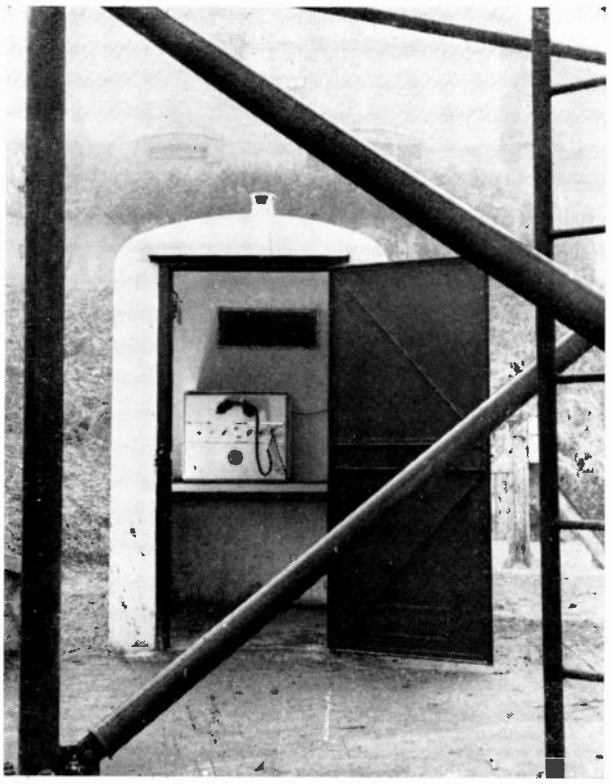


FIG. 4. — Station fixe dans sa guérite normalisée S.N.C.F. (Cliché C.S.F. René Bouillot).

Ces dispositions permettent le contrôle rapide de la continuité du circuit téléphonique, d'une part, et de l'émetteur et du récepteur de la station radio fixe, d'autre part.

Stations mobiles.

a) *Equipement radioélectrique* — L'appareillage radioélectrique est installé dans le wagon-bar du train, à côté de la cabine insonorisée téléphonique mise à la disposition des voyageurs. Il comprend un émetteur réglé sur la fréquence $F_1 = 156$ MHz, 2 récepteurs calés, l'un sur la fréquence F_2 (160,6 MHz), l'autre sur la fréquence F'_2 (160, 8 MHz) et un basculeur automatique dont le dispositif à hystérisis favorise le récepteur en fonctionnement, en interdisant le basculement de l'écoute de la sortie d'un récepteur à la sortie de l'autre tant que la différence entre les champs reçus reste inférieure à une certaine valeur pré-déterminée. Cette commutation automatique ne s'effectue que lorsque le champ reçu par le récepteur bloqué dépasse pendant un certain temps et d'une certaine valeur le champ reçu par le récepteur débloqué.

Pratiquement, malgré les irrégularités de la propagation, les quelques passages d'un récepteur à l'autre dans la zone située à mi-chemin entre deux stations fixes consécutives, n'apportent aucun hachage de la conversation.

L'alimentation est assurée en courant alternatif 127 V, à partir de la batterie d'accumulateurs du wagon (72 V) et à l'aide d'un groupe convertisseur régulé. Ce groupe fournit également le courant nécessaire à l'installation de sonorisation du train.

Deux aériens, d'un type spécial, sont placés à chaque extrémité du toit du wagon, l'un est relié à l'émetteur, l'autre est commun aux deux récepteurs qui lui sont reliés par l'intermédiaire d'un préamplificateur HF.

Il s'agit d'une antenne-disque omnidirectionnelle conçue pour permettre son installation sur le toit dans l'axe du wagon, en restant à l'intérieur du gabarit S.N.C.F. Cette antenne est constituée par un cylindre de 175 mm de hauteur surmonté d'un disque de 280 mm de diamètre constituant une capacité terminale. Elle est munie d'un plan de sol composé de 8 rayons de 650 mm de longueur. Son gain est identique au 1/4 d'onde classique.

b) *Equipement téléphonique.* Un tableau téléphonique est placé contre la paroi du wagon derrière le comptoir du bar. Il comporte les commandes par poussoir « Arrêt-Marche » priorité « Bar-Cabine », un inverseur avec indication lumineuse « téléphone en service pour le trajet de « Paris-Lille » — de « Lille à Paris » et les signalisations de couleur indiquant la liberté, l'appel ou l'occupation.

Dans la cabine téléphonique insonorisée, située près du bar, est installée une minuterie signalant les durées-unités au client et une signalisation lumineuse portant l'indication « Parlez ».

Le trafic téléphonique s'effectue de la façon suivante :

Pour appeler ou pour répondre, le barman décroche le combiné du tableau du bar. Si le réseau n'est pas bloqué, l'émission est effective. Puis il appuie sur le bouton-poussoir « Priorité Cabine » pour passer la communication à la cabine où apparaît l'indication lumineuse « Parlez ». La liaison établie, le barman raccroche son combiné. Le décroché du combiné « cabine » commande alors la minuterie et ne permet la communication que si la priorité a été donnée à la cabine par le bar. La fin de la communication ramène automatiquement la priorité au bar.

Description sommaire du matériel électrique.

Le matériel utilisé pour l'établissement de ces liaisons radiotéléphoniques comprend essentiellement :

1° des ensembles émetteurs-récepteurs à modulation de fréquence C.S.F. dérivés du type MF 831, leurs alimentations et leurs aériens.

a) *sur le mobile.*

Un ensemble E-R dans un bâti MF 750 avec ventilateur incorporé, comprenant :

— un émetteur MF 831 réglé sur une seule fréquence stabilisée par quartz thermostaté, muni d'un limiteur de déviation ;

— deux récepteurs MF 831, avec squelch ;

— un dispositif d'émission, de réception d'appel et de commutation « Bar/Cabine » ;

— un basculeur automatique ;

— un réjecteur ;

— deux alimentations ;

— un tableau de commande ;

— deux aériens.

b) *à chaque station fixe.*

Un ensemble E-R dans un bâti MF 750 avec ventilateur et système de commande incorporés, comprenant :

— un émetteur MF 831 réglé sur une fréquence stabilisée par quartz thermostaté ;

— un récepteur MF 831, avec squelch ;

— un ampli de ligne ;

— une alimentation duplex ;

— un duplexeur pour dF = 4,5 MHz environ ;

— un réjecteur ;

— un aérien double dièdre avec trombone sur pylône.

2° Une station terminale assurant l'interconnexion entre le réseau téléphonique général et le réseau radio.

Cet ensemble comprend notamment :

— un répéteur 4 fils ;

— un régulateur de niveau à seuil réglable (voie émission) ;

— un système de réception radio ;

— un dispositif d'émission, de réception et de transposition des appels ;

— un transformateur différentiel et son équilibreur, pour le passage 4 fils - 2 fils.

RÉÉMETTEURS DE TÉLÉVISION TH - T 668 (C.F.T.H.)

Dans le compte rendu, consacré au 20e Salon de la Radio, de la Télévision et du Disque, que nous avons publié dans notre numéro de novembre 1958, nous avons omis de signaler la présentation des réémetteurs C.F.T.H. Il nous est agréable de corriger cet oubli en publiant la fiche technique du retransmetteur TH T 668.

Le retransmettenr de programme de télévision 50 W TH. T 668.

Recevant les signaux de télévision provenant d'un émetteur principal il les réémet après amplification sur une fréquence différente, couvrant ainsi une nouvelle zone de réception.

Il procède par changement de canal à l'aide d'un double changement de fréquence et séparation des canaux de son et vision. Cette méthode présente deux avantages fondamentaux. D'une part, elle réduit le découplage nécessaire entre les aériens d'émission et de réception et d'autre part, les tubes peuvent être utilisés à leur puissance nominale puisque les risques d'intermodulation entre les signaux de son et de vision sont réduits.

L'installation comporte :

— Les aériens de réception constitués par un panneau de quatre doublets immédiatement suivi d'un préamplificateur compensant dans la limite de 20 dB l'affaiblissement du feeder de réception.

— Le retransmetteur proprement dit.

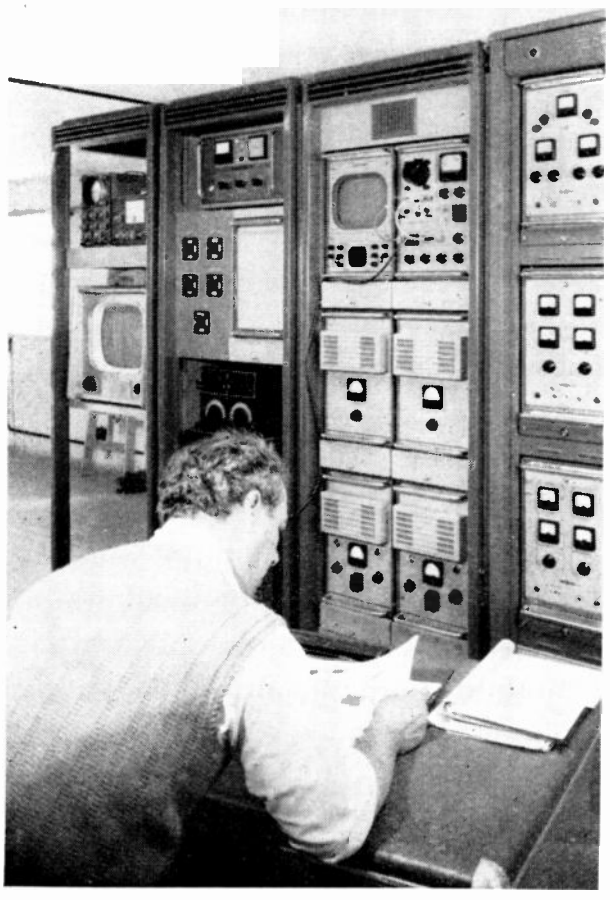


FIG. 1

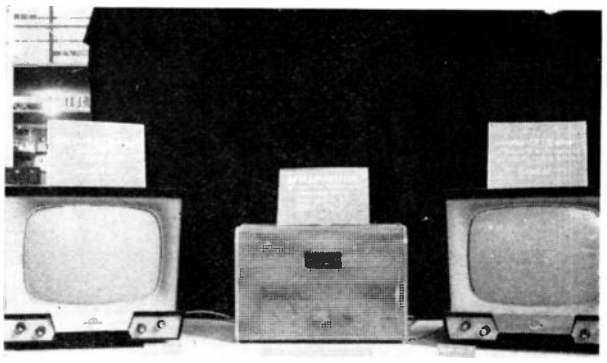


FIG. 2

— L'aérien d'émission également constitué par un panneau de quatre doublets.

Le retransmetteur proprement dit comprend trois caissons de présentation et de dimensions normalisées par la R.T.F. :

— Le caisson « réception » dont les éléments sont : amplificateur HF, oscillateur hétérodyne et mélangeur de réception, oscillateur hétérodyne d'émission.

— Le caisson « vision » dont les éléments sont le mélangeur d'émission et l'amplificateur de puissance pour la bande « vision ».

— Le caisson « son » dont les éléments sont le mélangeur d'émission et l'amplificateur de puissance pour la bande « son ».

Les très bonnes performances du réémetteur TH.T 668 sont les suivantes :

— *Réception*

— sensibilité 50 μV.

— facteur de bruit 8 dB.

— *Emission « Vision »*

— puissance de crête 50 W.

— bande passante 10 MHz.

— contrôle automatique de gain : variation de 2 dB de la puissance de sortie pour une variation de 40 dB de la puissance d'entrée.

— *Emission « Son »*.

— puissance 12,5 W.

— bande passante totale supérieure à 15 kHz avec une distorsion linéaire de 1 dB.

— taux de distorsion harmonique : 2 % pour une puissance porteuse de 10 W.

— contrôle automatique de gain : variation de 2 dB de la puissance de sortie pour une variation de 40 dB de la puissance d'entrée.

Le retransmetteur TH.T 668 est alimenté par le secteur monophasé. Il peut être mis en fonctionnement automatiquement soit par télécommande, soit par un système d'horlogerie incorporé. Sur la photo ci-contre (fig. 1), on voit l'équipement de la station du Cap Sicie (Toulon).

La Compagnie Française Thomson-Houston produit d'autre part, des retransmetteurs de faible puissance destinés à la couverture de zones moins étendues, ville se trouvant dans une zone d'ombre par exemple, et qui sont décrits dans un article du présent numéro de l'Onde Electrique. Un réémetteur de 300 mW, était présenté au Salon de la Radio, de la Télévision et du Disque (voir figure 2)

APPAREIL POUR ENREGISTREMENT DE TÉLÉVISION SUR BANDE (VIDEOTAPE RECORDER) AMPEX VR 1000

Le 16 février 1959, la Société L.I.E. Belin et la Compagnie Française Thomson Houston présentaient, dans les laboratoires de télévision de la C.F.T.H. à Gennevilliers, le « videotape recorder » VR 1 000 de la Société Ampex. Cet appareil est destiné à l'enregistrement des programmes de télévision sur bande magnétique, et à leur reproduction ultérieure. Il utilise une bande magnétique mince de 5 cm de largeur défilant à la vitesse normale de 38 cm/s, sur laquelle le signal d'image est enregistré transversalement au moyen de quatre têtes montées à la circonférence d'un disque de 5 cm de diamètre tournant à la vitesse de 300 tours par seconde au moyen d'un petit moteur synchrone ; le déplacement des têtes devant la bande se fait donc à la vitesse de 50 m/s environ, et pour le système français à 819 lignes, une ligne transversale d'enregistrement sur la bande correspond à environ 20 lignes de l'image de télévision ; une bobine de 31,5 cm de diamètre permet environ une heure d'enregistrement ; la bande de fréquences du système est de l'ordre de 5 MHz, le signal d'image module une porteuse de fréquence supérieure à 5 MHz avec une large excursion, ce qui permet d'obtenir un bon rapport signal/bruit. En plus de la piste transversale qui porte le signal d'image, la bande possède près de ses bords trois pistes normales, une pour la modulation sonore, une pour les signaux de synchronisation du moteur d'entraînement et une pour des indications de service.

La figure 1 montre l'ensemble des équipements nécessaires à l'enregistrement et à la reproduction, ainsi que des récepteurs de télévision utilisés pour la présentation de l'appareil dans les laboratoires de la C.F.T.H., la figure 2 montre le pupitre de commande.

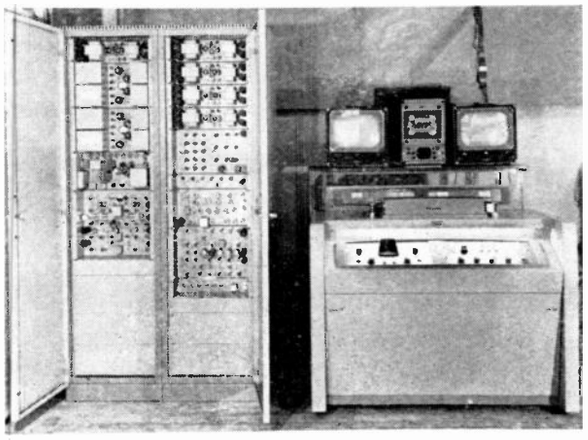


FIG. 1. — Ampex VR 1 000. — Ensemble de l'appareil

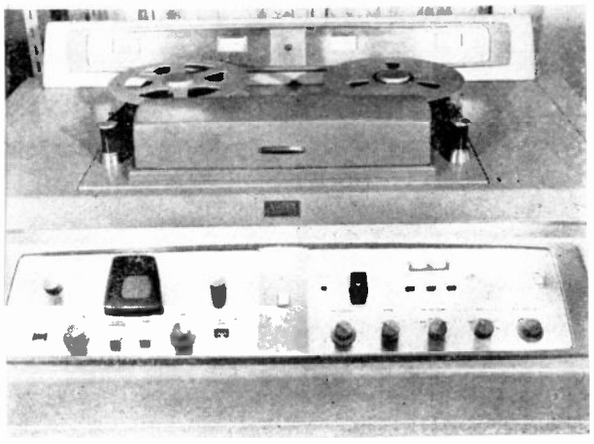


FIG. 2. — Ampex VR 1 000. — Pupitre de commande.

Cet appareil apporte à l'exploitation des programmes de télévision une souplesse identique à celle que donne le magnétophone à l'exploitation des programmes de radiodiffusion sonore et près de 300 exemplaires en ont déjà été mis en service depuis un peu plus de deux ans, en particulier en Amérique. La Société L.I.E. Belin a acquis la licence pour la France de l'appareil d'enregistrement Ampex VR 1 000.

NOUVEAUX CONDENSATEURS AU TANTALE

La Société CHIMEL S.A. (5, quai de l'Ile, Genève) annonce qu'elle a encore réduit les dimensions de ses condensateurs à électrolyte solide au tantale et que ses fabrications actuelles comprennent des condensateurs allant jusqu'à 6 volts, 330 microfarads — 10 volts, 220 microfarads — 15 volts, 150 microfarads — 20 volts, 120 microfarads — 35 volts, 60 microfarads — pour une variation tolérable de température de − 80 °C à + 85 °C.

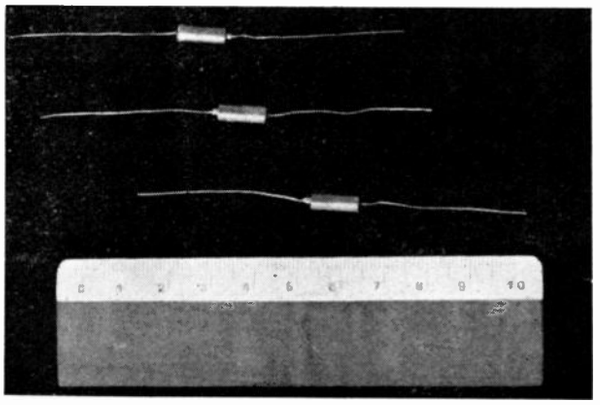


FIG. 1. — Condensateurs au tantale de la Société Chimel.

UN NOUVEAU GÉNÉRATEUR ÉTALONNÉ

Ce nouveau générateur étalonné présenté par Boonton Radio Corporation est le résultat d'expérience d'un quart de siècle dans le domaine d'étude des appareils de mesure de précision.

Portant la référence 225-A, cet appareil de précision a des caractéristiques particulièrement intéressantes :

— *Affichage HF : mieux que* ± 0,05 %.

— *Stabilité HF : mieux que* 0,001 % *pendant* 5 *minutes, mieux que* 0,001 % *pour* 5 *volts de variation de tension d'alimentation.*

— *Très faible modulation de fréquence parasite* : 0,001 % *pour* 30 % *de modulation d'amplitude.*

— *Modulé en fréquence par source extérieure.*

Construit d'une manière robuste pour assurer la stabilité, la sécurité de fonctionnement, et des fuites extrêmement faibles, cet appareil utilise en outre des pignons sans jeu et un atténuateur à piston de haute précision. Il peut être modulé en FM au-dessus de 130 Mc/s. Il peut être utilisé pour contrôle et étalonnage des ondes modulées en fréquence sur les bandes de 160 à 450 Mc/s.

Les spécifications principales de cet appareil sont :

gamme HF : 10 à 500 Mc/s.

tension de sortie : 0,1 microvolt à 0,1 volt sur résistance extérieure de 50 ohms.

taux de modulation FM : 0 à 30 %, déviation 0 à 5 kc/s suivant la fréquence dans la gamme de 130 à 500 Mc/s (à partir d'une source extérieure).

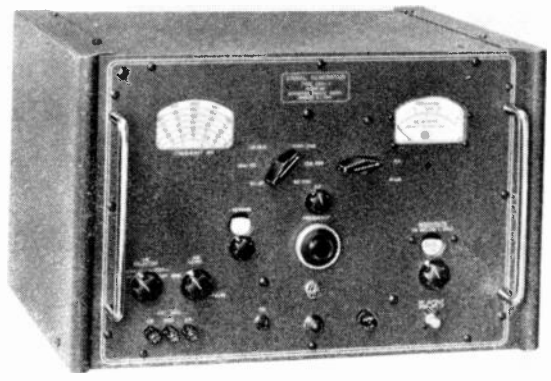


FIG. 11. — Générateur étalonné 225-A.

modulation par impulsions à partir d'une source extérieure.

Pour tous renseignements complémentaires écrire à :

Ets RADIOPHON, 50, rue du Fg Poisonnonnière, Paris 10e.

PONTS DE TOLÉRANCES TYPES 1503-1504-1505 ET 1506.

Cette série de ponts de mesure a été créée dans le but spécial de permettre un **contrôle à la production rapide et précis des pièces détachées électriques**.

Ces appareils donnent l'écart d'impédance par rapport à un étalon donné directement **en pourcent**, ainsi que la différence en centièmes de radian entre les angles de phase de l'étalon et de la pièce au contrôle.

Les quatre types de ponts de tolérances sont quasi identiques du point de vue électrique, sauf en ce qui concerne leurs fréquences de mesure, qui sont : 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz et 100 kHz. Chaque pont de mesure consiste en : un dispositif en pont avec prises pour raccordement d'un étalon extérieur et de l'élément soumis au contrôle, un générateur incorporé pour l'alimentation du pont, un amplificateur linéaire en phase à deux étages et un circuit de mesure avec galvanomètre à cadre à grande échelle de déviation illuminée.

Le galvanomètre est fourni avec des échelles interchangeables de manière à ce que l'opérateur n'ait devant les yeux que l'échelle correspondant à la sensibilité qu'il utilise. En outre des échelles vierges sont fournies, sur lesquelles on peut inscrire des limites de tolérances particulières. Le galvanomètre est à zéro médian et la précision de l'appareil pour une lecture proche du zéro est de 0,30 %.

Le pont de tolérance 1503, travaillant à une fréquence de 100 Hz, convient particulièrement pour le contrôle de condensateurs électrolytiques, de résistances bobinées, etc., tandis que le type 1506, travaillant sous 100 kHz convient très bien pour les mesures de petits condensateurs et petites bobines de self-induction.

Pour l'usage général dans les laboratoires et pour le contrôle à la production, convient très bien le type 1504 fonctionnant sous 1 kHz. Avec la série complète des ponts de tolérance on peut vérifier des éléments de valeurs comprises entre 20 µH et 2 000 H pour les self-inductions, de 20 pF à 5 000 µF pour les condensateurs, de 1 ohm à 30 mégohms pour les résistances.

Pour faciliter et accélérer le contrôle d'éléments en série, on utilisera avec avantage le contacteur à levier type 3 902.

Ce dispositif consiste en une tablette en acajou dotée de deux bornes de raccordement à rappel par ressort assurant la pression désirée sur les fils de connexion des éléments insérés pour le contrôle. Les bornes sont actionnées au moyen d'un levier dont le bras est disposé de manière à être commandé à l'aide de la jambe.

Le contacteur à levier permet de contrôler en série jusqu'à 3 600 éléments à l'heure.

Pour renseignements complémentaires, les lecteur est invité à s'adresser à A-S Brüel et Kjaer - Naerum/Danemark.

FIG. 1. — Pont de tolérances type 1504.

BIBLIOGRAPHIE

Elementare Informationstheorie, par H. ZEMANEK. Un vol. 16 × 24 cm, 120 pages, 28 figures, 2 tables de fonction (R. Oldenbourg, Munich 1959). Relié : 14,20 D.M.

A côté des anciens domaines de la physique, matière et énergie, est apparu, au cours de ces dernières années, un nouveau domaine, l'information. L'information est la communication assujettie à des mesures ; le caractère aléatoire de la communication effective explique le maniement statistique de l'information.

L'ouvrage de M. ZAMANEK, cherche en essayant d'éviter au maximum les développements mathématiques et sans faire appel à des connaissances spéciales, à donner accès à la théorie de l'information.

Dans notre monde où la spécialisation est de plus en plus poussée, la théorie de l'information essaie de mettre en lumière des méthodes pour comprendre et expliquer la structure de la communication ; tout domaine scientifique ne peut qu'attendre d'elle une aide efficace.

Les titres de chapitre : Le réseau logique, l'information en tant que phénomène statistique, l'addition statistique, la traduction de processus continus, montrent bien l'esprit dans lequel a été écrit ce texte.

Une importante bibliographie de langues, française, anglaise et allemande, a été choisie par l'auteur parmi les textes les plus modernes.

G.G.

L'automatique des informations, par F.H. RAYMOND. Un vol. 14,2 × 22,7 cm, 118 pages, 51 figures (Masson, Paris 1957). Broché : 1 600 F.

L'auteur n'a pas écrit un livre technique ni une introduction mathématique, mais, en exposant les principes de l'« Automatique» appliqués à la conception de machines dont la matière « d'œuvre » est de l'information, il s'est proposé de dégager l'essentiel.

Une introduction sur l'automatique permet de déterminer la place qu'y occupent les sujets exposés dans son étude. La notion d'asservissement est à la base du calcul analogique et celle d'information, entité mesurable abstraite et universelle, est à la base des machines à calculer analogiques et arithmétiques.

Soit pour les besoins des sciences appliquées (calcul analogique), soit pour les travaux comptables (machines arithmétiques, numériques comme il est dit parfois, mais incorrectement selon l'opinion de l'auteur) le calcul automatique est l'un des premiers aspects du sujet traité. Aussi un historique rapide termine l'introduction et justifie un chapitre sur les modes de représentation par des grandeurs physiques des nombres.

La représentation continue conduit à l'exposé des principes du calcul analogique que l'auteur aborde en comparant les rôles des liaisons en mécanique aux liaisons d'asservissement qui, bien que non nouvelles, sont en réalité, grâce à l'électronique, à la base du calcul sur des représentations électriques.

La représentation discrète d'informations dénombrables est ensuite étudiée ; le chapitre correspondant de l'ouvrage est ainsi une introduction à l'étude des codes de représentation d'informations.

Assez naturellement la représentation binaire est introduite dans ce chapitre, mais le chapitre suivant est consacré à l'examen des opérations élémentaires réalisables. Introduction à la théorie des automates discrets — digitaux —, ce chapitre couvre la structure fine des machines digitales.

La fin de l'ouvrage est consacrée à l'exposé de la double description du fonctionnement d'une machine digitale : c'est-à-dire, tout d'abord, la description dans le double langage de l'information abstraite et des opérations binaires à l'aide d'un modèle simple désigné « structure digitale de base » (en d'autres termes, l'étude de l'automatisme d'une machine digitale générale) — ensuite la description de cet automatisme dans un langage conventionnel (code d'opérations) destiné à permettre à la machine l'accomplissement de tout travail : le dernier chapitre y est consacré, et constitue ainsi un examen introductif de la « programmation ».

Ecrit dans l'esprit de la collection « Evolution des Sciences », cet ouvrage intéresse les spécialistes et tous ceux qui sont, pour des motifs divers, désireux d'acquérir l'essentiel des connaissances leur permettant de pénétrer un domaine qui apparaît encore à ce jour réservé aux spécialistes.

R.O.E.

Les principes de la théorie électromagnétique et de la relativité, par M.A. TONNELAT. Un vol. 16 × 25 cm, 394 pages, 45 figures (Masson, Paris 1959). Cartonné : 5 000 F.

Cet ouvrage présente un exposé simple des principes fondamentaux sur lesquels repose la théorie électromagnétique, la Relativité restreinte et la Relativité générale.

D'esprit didactique, il est destiné aux étudiants et aux lecteurs possédant les connaissances correspondant à la Licence de physique et désireux de s'initier aux théories classiques actuelles.

Le but de l'ouvrage est d'insister sur les motifs qui ont nécessité l'édification de ces théories et sur les expériences les plus usuelles qui ont permis d'en vérifier la validité. L'auteur s'attache donc à donner un exposé logique des idées de base plutôt que d'introduire une axiomatique à priori.

Dans cet esprit sont d'abord indiquées brièvement les idées directrices de la théorie électromagnétique de Maxwell. Les premiers chapitres (I et IV) rappellent les principes fondamentaux de l'électrostatique, de la magnétostatique et de l'électromagnétisme. Les équations sont données dans le formalisme vectoriel classique, le lecteur n'étant pas supposé être initié d'emblée au formalisme tensoriel.

La seconde partie (chapitre V à X) est consacrée aux principes et au développement de la Relativité restreinte.

L'auteur montre les difficultés d'ordre expérimental qui ont conduit à différentes suggestions, puis acheminé Einstein à édifier sa théorie de 1905. Il semble alors naturel d'indiquer le formalisme mathématique approprié qui s'adapte naturellement à cette théorie. On étudie donc le formalisme quadridimensionnel qui caractérise un espace-temps de signature hyperbolique normale.

C'est au moyen de ce formalisme que sont exposés les principaux développements de la Relativité restreinte (cinétique, dynamique) et qu'est ensuite repris le développement de l'électromagnétisme relativiste : théorie de Maxwell linéaire et théories non linéaires.

Pour déterminer cette seconde partie consacrée à la Relativité restreinte, l'auteur expose les principales conséquences expérimentales de cette théorie et les vérifications les plus usuelles : effet Doppler (expérience Ives et Stilwell), durée de vie moyenne des mésons, choc relativiste entre particules, énergie nucléaire, etc.

La troisième partie de l'ouvrage est consacrée à l'exposé des principes de la Relativité générale. Là non plus, l'auteur ne présente pas une axiomatique introduite d'emblée, mais il justifie les fondements de cette théorie par des motifs logiques et expérimentaux. Il insiste en particulier sur la signification du principe équivalence et sur les problèmes qui constituent une sorte de trait d'union entre la Relativité restreinte et la Relativité générale : paradoxe des horloges, problème du disque, etc.

Les développements essentiels de la Relativité générale sont ensuite exposés : en ce qui concerne les solutions rigoureuses, l'ouvrage comprend une étude de la solution de Schwarzschild (cas de symétrie sphérique) et les applications classiques expérimentales qui en découlent : avance du périhélie de Mercure, déviation vers le rouge, courbure des rayons lumineux dans le champ de gravitation. Pour les solutions approchées, l'auteur présente une déduction des équations du mouvement des particules neutres à partir des équations du champ correspondantes.

Les développements purement mathématiques (calcul tensoriel dans l'espace euclidien, alègbre et analyse tensorielles dans une variété affine et particulièrement dans un espace de Riemann) sont rejetés à la fin du livre et exposés dans les trois derniers chapitres de l'ouvrage, qui constituent un appendice mathématique.

R.O.E.

La mesure précise du temps en fonction des exigences nouvelles de la science, par B. DECAUX. Un vol. 14,3 × 22,5 cm, 126 pages, 10 figures, 12 planches (Masson, Paris 1959). Broché : 1 300 F.

Cet ouvrage ne constitue pas un traité de chronométrie ou de métrologie des fréquences. Il n'aborde pas tous les problèmes soulevés par ces domaines de la science. Il a seulement pour but de montrer certains aspects souvent peu connus des mesures de temps, et surtout de leurs applications si variées, de fixer les ordres de grandeur des phénomènes et des précisions, d'éveiller chez le lecteur une curiosité et des réflexions nouvelles, sur des sujets déjà largement décrits.

Le premier chapitre envisage les divers aspects du Temps et montre que les problèmes relativistes ne peuvent plus être négligés. Après avoir rappelé la définition astronomique actuelle de l'unité de temps, il souligne l'étendue immense de l'échelle des temps et les curieuses constations qu'elle suggère.

Les principales applications des mesures de temps dans les sciences, dans les techniques et même dans la vie courante font l'objet d'un important chapitre. On y fait ressortir la diversité et l'originalité des procédés modernes ; les plus caractéristiques d'entre eux sont plus particulièrement examinés.

L'auteur, spécialiste bien connu de ces questions, montre ensuite l'importance primordiale des mesures de haute précision dans tous les domaines de la science ; par des exemples il indique à quelles valeurs on est désormais conduit dans les recherches et les applications pratiques des mesures de temps...

Le chapitre IV, le plus développé, est consacré aux techniques des mesures de temps et de fréquence. La plus grande partie est réservée aux étalons, horloges à quartz et étalons atomiques. La détermination et le transport du temps, les mesures des intervalles de temps et des fréquences sont également passés en revue dans ce chapitre, expliquant comment on met pratiquement en œuvre les principes théoriques.

Un dernier chapitre se tourne vers l'avenir. Les précisions vont-elles continuer indéfiniment à augmenter ? Et par quelles voies ? Allons-nous pouvoir continuer à définir l'unité de temps par rapport à des observations astronomiques ?

R.O.E.

Exercices de calcul opérationnel avec leurs solutions (transformation de Carson-Laplace), par M. DENIS-PAPIN, A. KAUFMANN et R. FAURE. Un vol. 16 × 25 cm, 170 pages, 66 figures (Eyrolles, Paris 1958). Broché : 1 500 F.

Le calcul opérationnel, méthode élégante et efficace d'étude des régimes transitoires, est enseigné en France depuis peu d'années seulement ; mais il a désormais droit de cité dans les compléments de mathématiques générales que dispensent les Facultés et les Grandes Ecoles.

L'étude des régimes transitoires s'est, en effet, imposée aux ingénieurs et aux physiciens, aux titres les plus divers : surtensions sur les lignes de transport de force, télécommunications, reproduction du langage et de la musique, élasticité, propagation de la chaleur, etc.

Les auteurs des « Exercices de calcul matriciel et de calcul tensoriel », précédemment parus chez le même éditeur avec le succès qu'on connaît, ont fourni, de manière identique, les solutions d'exercices de calcul opérationnel, titres des disciplines ci-dessus.

Pour faciliter la lecture de l'ouvrage et pour lui garder un caractère d'autonomie, une annexe contient le rappel des théorèmes fondamentaux, ainsi qu'une liste très complète des transformées de Carson-Laplace.

Recherches sur les guides d'ondes à disques et les guides en hélice, par Bengt T. HENOCH. Un vol., 84 pages, 65 figures, n° 129 des *Transactions of the Royal Institute of Technology*, Stockholm, 1958 (en anglais).

Ce fascicule comprend deux parties distinctes : la première est consacrée à une étude théorique de la propagation des ondes dans un guide circulaire ou coaxial à disques c'est-à-dire dont le conducteur extérieur possède une structure en créneaux, puis dans un guide hélicoïdal à un sillon par tour et dans un guide hélicoïdal à plusieurs sillons par tour ; les résultats de l'étude (champ magnétique, constante de propagation, répartition de la puissance, impédance de couplage) sont exprimés à la fois sous forme de formules et de courbes. La seconde partie décrit les recherches expérimentales qui ont été conduites en liaison avec l'étude théorique : description des différents guides utilisés, des méthodes de mesure, exposé sous forme de tableaux et de courbes, des résultats obtenus avec les différentes structures de guides. L'étude de ces guides semble intéressante, en particulier dans le domaine des tubes à ondes progressives, qui utilisent de tels guides comme lignes à retard, et dans celui des transmissions à grande distance par guide d'ondes circulaire.

M. T.

COMMUNIQUÉS

PREMIER CONGRÈS INTERNATIONAL D'AUTOMATISME — MOSCOU 1960

L'I.F.A.C. (International Federation of Automatic Control) annonce son Premier Congrès International d'Automatisme.

Le Congrès, organisé par le Comité National d'Automatisme de l'U.R.S.S., avec le concours des Comités Nationaux d'Automatisme, membre de l'I.F.A.C., se tiendra à Moscou du 25 juin au 5 juillet 1960.

Il est prévu que le Congrès comprendra :

a) la présentation et la discussion de communications scientifiques.

b) des visites d'institutions scientifiques et également de différentes réalisations d'automatisme.

c) des visites de centres culturels de Moscou.

Les travaux scientifiques du Congrès seront répartis en 3 sections :

1e *section* : Etudes théoriques et expérimentales effectuées sur l'automatisme et les servomécanismes.

2e *section* : Appareillage et études relatifs au développement des systèmes automatiques.

3e *section* : Applications industrielles de l'automatisme (y compris l'application des dispositifs de prédiction et de calcul).

Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser au Secrétaire de l'I.F.A.C.

Herrn Dr.-Ing. G. RUPPEL.

Prinz-Georg-Str. 79,

DUSSELDORF, Allemagne.

ERRATA

L'Onde Electrique n° 383, février 1959, page 147.

Lire :

Mesures en radiotechnique, par E. Fromy.

au lieu de :

Mesures en radiotechnique, par E. Romy.

OFFRE D'EMPLOI

O. 128. — Importante entreprise électronique recherche Ingénieur de classe entre 30 et 40 ans ayant au moins trois années d'expérience industrielle, de préférence spécialistes Radar, Servo-mécanismes, antennes...

Capables d'assumer rapidement après formation responsabilités étendues.

Ecrire avec C.V. manuscrit très complet à C.O.R.T. réf. 401 65, avenue Kléber à Paris 16e.

Dans toute l'Electronique industrielle, s'utilisent....

LES VARISTANCES

THERMISTANCES - RÉSISTANCES NON LINÉAIRES
REDRESSEURS SECS

Pour être au fait de leur fabrication, de leurs caractéristiques, de leurs propriétés, des circuits permettant de les utiliser, lisez

l'ouvrage de J. SUCHET, 238 pages : **1 600 F** port compris, aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6e
C. C. P. Paris 53-35

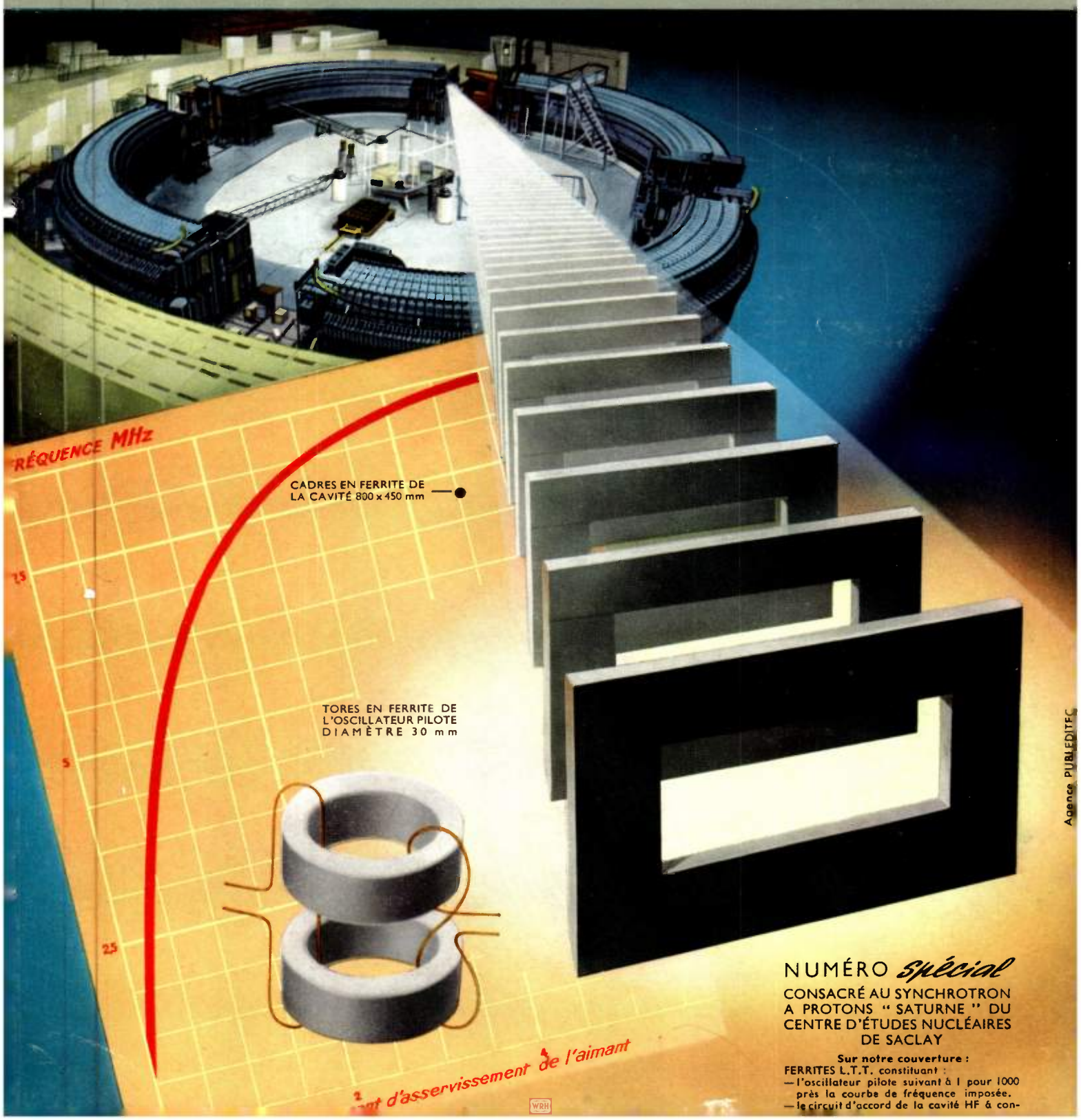
Imprimé en France — Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 2e trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.955. 578 E. n° 25. — La gérante : Mme Chiron.

39e ANNÉE - N° 387
JUIN 1959
PRIX : 1000 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
OCT 22 1959

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e



NUMÉRO *Spécial*

CONSACRÉ AU SYNCHROTRON A PROTONS " SATURNE " DU CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

Sur notre couverture :

FERRITES L.T.T. constituant :
— l'oscillateur pilote suivant à 1 pour 1000 près la courbe de fréquence imposée.
— le circuit d'accord de la cavité HF à con-

Agence PUBLEDITEC

VARIAN associates

nouvelles POMPES

POMPAGES DE VIDE AU-DELA DE

10^{-9} mm Hg

A L'ABRI DE LA CONTAMINATION

1, 5, 40, 100, 250, 1000, 3000, 5000, 10000 lit.
et autres DÉBITS (sans limite) sur Commande

La nouvelle pompe *Varian VacIon** utilise un procédé **original** pour réaliser un **vide poussé, facilement** et **économiquement.** Absence totale de filaments chauffés, d'éléments mobiles, de liquides et de réfrigérants :

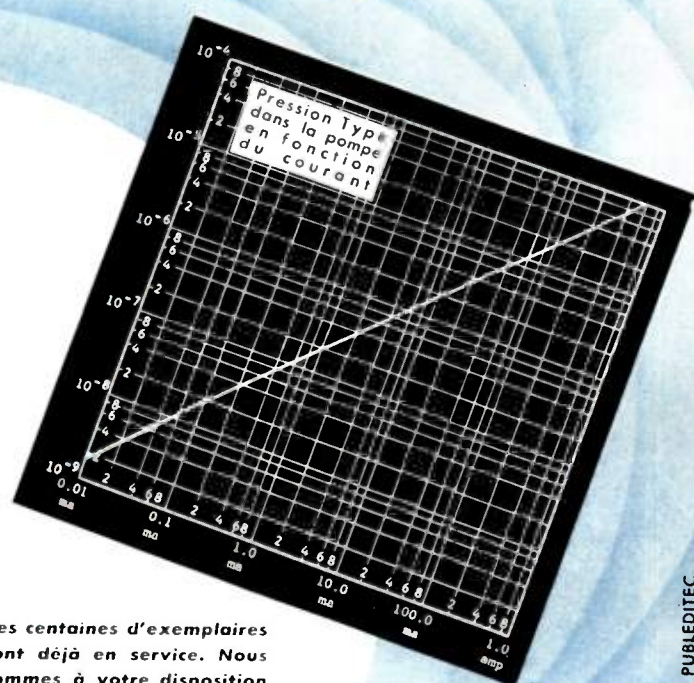
- Sécurité **absolue** d'utilisation même en cas de **rupture de vide.**
- Mesurant **constamment** leur propre vide.
- **Robustes** - mécaniquement et thermiquement.
- **Très longue** durée de vie.

★ **TYPE 11406**
DE GRANDE CAPACITÉ
100 Litres/Seconde
Hauteur : 55 cm

★ **TYPE 11411**
DE PETITE CAPACITÉ
1 Litre/Seconde
Hauteur : 15 cm

★ **TYPE 11404**
DE MOYENNE CAPACITÉ
40 Litres / Seconde
Hauteur : 40 cm

★ **TYPE 11402**
DE PETITE CAPACITÉ
5 Litres/Seconde
Hauteur : 21 cm



Des centaines d'exemplaires sont déjà en service. Nous sommes à votre disposition pour vous adresser tous renseignements techniques.

Agence PUBLEDITEC

JIVECO ELECTRONICS

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF

21, AVENUE VICTOR-HUGO • PARIS-16e • TÉL. POI. 25-20

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **JUIN 1959** **N° 387**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

LE SYNCHROTRON

A PROTONS

SATURNE

DU CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens,
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 3 700 F , Etranger, 4 100 F — Prix de ce numéro : 1 000 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuel des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivites	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivite.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux ..... +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique.**

SOMMAIRE

Le SYNCHROTRON à PROTONS « SATURNE »

PRÉFACE ..... F. PERRIN, *Haut-Commissaire à l'Energie Atomique* 425

INTRODUCTION..... R. LEVY-MANDEL, R. MAILLET et S.D. WINTER 428

ÉLECTRO-AIMANT :

Conception de l'aimant de Saturne ..... G. BRONCA, H. BRUCK, G. GENDREAU, J. HAMELIN, G. NEYRET, J. PARAIN et M. SALVAT 445

Etude de construction, fabrication et montage de l'électro-aimant de Saturne ..... G. ARMAND et J. LUTZ 450

Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne ..... G. BRONCA, H. BRUCK, J. HAMELIN, G. NEYRET et J. PARAIN 463

Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay ..... A. CHONEZ, A. GABET, E. LABOIS, P. LEROND, G. RASTOIX et J. TAILLET 473

Alimentation de l'électro-aimant de Saturne . R. BELNA, P. DEBRAINE, P. RICATEAU et R. KLEIN 479

INJECTEUR. — OPTIQUE D'INJECTION. — CHAMBRE A VIDE :

L'injecteur de Saturne ..... R. VIENET 487

Etude de l'injection dans Saturne ..... G. BRONCA, H. BRUCK, G. GENDREAU et M. SALVAT 492

Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron ..... H. BRUCK, G. GENDREAU et M. SALVAT 505

La chambre à vide du synchrotron de Saclay. G. ARMAND, R. LE QUINIO et F. PREVOT 512

DISPOSITIF ACCÉLÉRATEUR :

Le dispositif accélérateur de Saturne ..... J. TAILLET 523

Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne ..... M. DAGAI, J. LECOMTE et G. RASTOIX 526

Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne ..... A. GABET et J. MARTIN 530

Le maître-oscillateur de Saturne ..... B. CHIRON et R. SCHOEN 537

La cavité accélératrice de Saturne ..... J. LECOMTE, R.J. LE GARDEUR et J. TAILLET 543

Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron ..... G. DELYON, G. GOMEZ, Y. LESCROEL et A. PIERROT 556

L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne ..... V. GLAUDE, B. LEVY et G. LEPROUX 560

Amplificateur de courant continu de 400 A à transistors ..... V. GOURSKY et P. GUTMANN 564

SURVEILLANCE et COMMANDE :

Commandes et contrôles de Saturne ..... P. DEBRAINE, R. SEGALAS et R. LOCQUE 568

Le cadencement de Saturne ..... R. CHARBONNIER, P. DEBRAINE, G. RASTOIX et R. SEGALAS 575

La détection du faisceau de Saturne ..... J.C. MARCHAIS, M.Y. ROMAIN et G. ROMMEL 582

PROTECTION :

Les murs de protection du synchrotron Saturne ..... Y. DUVAUX, F. DUBOIS, P. STICKEL et F. PENET 588

Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne ..... P. CANDES, H. JOFFRE et A. STIRLING 591

GÉNIE CIVIL :

Fondation du synchrotron Saturne à Saclay .. R. VINARD et M. DE LAMOTTE 596

APPAREILS de PHYSIQUE :

L'expérimentation auprès de Saturne ..... A. BERTHELOT 603

Electro-aimants pour l'utilisation de Saturne . B. TSAI et H. DESPORTES 605

Les alimentations en courant continu et en eau de réfrigération des aimants d'expérimentation et des bobines des grands appareils de physique..... P. STICKEL et R. GOUIRAN 608

Cibles à hydrogène liquide ..... P. PRUGNE, M. MARQUET et M. BOUGON 612

La chambre à bulles à hydrogène de 3 litres . J. MEYER 615

Une chambre à bulles à propane de 16 litres . A. ROGOZINSKI 617

La chambre à bulles à liquide lourd (Iodure de Méthyle et Propane) du Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique .... A. LAGARRIGUE 621

Programme de construction de chambres à bulles à hydrogène du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie .. P. PRUGNE 623

Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay ..... J.C. BRISSON, J.F. DETŒUF, P. FALK-VAIRANT, B. THEVENET G. VALLADAS et L. VAN ROSSUM 626

Expérience à la chambre de Wilson effectuée par le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique auprès de l'accélérateur Saturne, au C.E.N. de Saclay . A. ASTIER 630

BUDGET :

Le budget de Saturne ..... R. MAILLET et R. FLORENT 633

INFORMATIONS :

Documentation technique 635

Bibliographie 639

Communiqués 641

Sur notre couverture :

Vue d'ensemble de SATURNE rappelant par une perspective schématique que la cavité accélératrice est accordée par des cadres de ferrites LTT qui ont permis de réduire l'énergie HF consommée.

L'inductance de l'oscillateur pilote qui comporte deux tores de ferrites spéciaux LTT, permet de suivre à 1 pour 1 000 près la courbe de fréquence imposée.

LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES ET TÉLÉPHONIQUES, 89, rue de la Faisanderie. — PARIS-16e. — TRO 45.50

SUMMARY

The PROTON SYNCHROTRON "SATURNE"

PRÉFACE	Professor F. Perrin *High-Commissioner, French Atomic Energy Commission*	425
INTRODUCTION	R. Levy-Mandel, R. Maillet, S.D. Winter	428
MAGNET :		
Magnet Principles and Design	G. Bronca, H. Bruck, G. Gendreau, J. Hamelin, G. Neyret, J. Parain, M. Salvat	445
Magnet Construction and Assembly	G. Armand, J. Lutz	450
Magnetic Properties of the Magnet : Design and Testing	G. Bronca, H. Bruck, J. Hamelin, G. Neyret, J. Parain	463
Magnetic Measuring Equipment	A. Chonez, A. Gabet, E. Labois, P. Lerond, G. Rastoix, J. Taillet	473
Magnet Power Supply	R. Belna, P. Debraine, P. Ricateau, R. Klein	479
INJECTOR — INJECTION OPTICS — VACUUM CHAMBER :		
Injector	R. Vienet	487
Principles of Injection	G. Bronca, H. Bruck, G. Gendreau, M. Salvat	492
Injection - Optics System	H. Bruck, G. Gendreau, M. Salvat	505
Vacuum Chamber	G. Armand, R. le Quinio, F. Prevot	512
ACCELERATING SYSTEM :		
R. F. Accelerating System : Basic Design	J. Taillet	523
Magnetic Triggering of the Integrator	M. Dagai, J. Lecomte, G. Rastoix	526
Analogue Computer Controlling the Master - Oscillator	A. Gabet, J. Martin	530
Master - Oscillator	B. Chiron, R. Schoen	537
Accelerating Cavity	J. Lecomte, R.J. le Gardeur, J. Taillet	543
Ferrites and the Magnetic Circuit of the Accelerating Cavity	G. Delyon, G. Gomez, Y. Lescroel, A. Pierrot	556
High-Frequency Amplifier used in the Accelerating System	V. Glaude, B. Levy, G. Leproux	560
Direct Current Transistor Amplifier for 400 Amp.	V. Goursky, P. Gutmann	564
MONITORING and CONTROLS :		
Monitoring and Control System	P. Debraine, R. Segalas, R. Locque	568
Timing System	R. Charbonnier, P. Debraine, G. Rastoix, R. Segalas	575
Beam Detection	J.C. Marchais, M.Y. Romain, G. Rommel	582
PROTECTION :		
Shielding Walls	Y. Duvaux, F. Dubois, P. Stickel, F. Penet	588
Radiation Control	P. Candes, H. Joffre, A. Stirling	591
BUILDING :		
Supporting Structure and Foundation Ring of the Synchrotron Magnet	R. Vinard, M. de Lamotte	596
EXPERIMENTATION and ASSOCIATED EQUIPMENT :		
Experiments with Saturne	A. Berthelot	603
Electromagnets employed with Saturne	B. Tsai, H. Desportes	605
Direct Current Power Supplies and Cooling System for the Magnets and Coils Used in Experimentation	P. Stickel, R. Gouiran	608
Liquid Hydrogen Targets	P. Prugne, M. Marquet, M. Bougon	612
3 Liter Hydrogen Bubble Chamber	J. Meyer	615
16 Liter Propane Bubble Chamber	A. Rogozinski	617
Heavy Liquid Bubble Chamber of the Physics Laboratory of Ecole Polytechnique	A. Lagarrigue	621
Construction Program for Hydrogen Bubble Chambers at the High-Energy-Particles Division of the Nuclear Research Center, Saclay	P. Prugne	623
Equipment of the Electronics Group of the High-Energy-Particles Division of the Nuclear Research Center, Saclay	J.C. Brisson, J.F. Detoeuf, P. Falk-Vairant, B. Thevenet, G. Valladas, L. Van Rossum	626
Experiments with a Cloud Chamber Carried out by the Physics-Laboratory of Ecole Polytechnique	A. Astier	630
BUDGET :		
Analysis of Cost	R. Maillet, R. Florent	633

СОДЕРЖАНИЕ

ПРОТОННЫЙ СИНХРОТРОН САТУРН

ПРЕДИСЛОВИЕ	Ф. Перрен, *Верховный Котиссар по атомной энергии.*	425
ВВЕДЕНИЕ	Р. Леви-Мандель, Р. Маие, С. Д. Винтер	428
ЭЛЕКТРОМАГНИТ :		
Концепция магнита Сатурна	Ж. Бронка, Г. Брук, Ж. Жендро, Ж. Гамелен, Ж. Нейре, Ж. Парен, М. Сальва	445
Изучение конструкции, изготовление и монтаж электромагнита Сатурна	Ж. Арман, Ж. Люц	450
Изучение магнитной системы и ее контроля в синхротроне Сатурн	Ж. Бронка, Г. Брук, Ж. Гамелен, Ж. Нейре, Ж. Парен	463
Приборы для магнитных измерений употреблявшиеся во время конструкции синхротрона в Саклэ	А. Шонез, А. Габе, Е. Лабуа, П. Лерон, Ж. Растуа, Ж. Таие	473
Питание электромагнита Сатурна	Р. Бельна, П. Дебрен, П. Рикато, Р. Клейн	479
ИНЖЕКТОР — ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИНЖЕКЦИИ — ВАКУУМНАЯ КАМЕРА :		
Инжектор Сатурна	Р. Виене	487
Изучение системы инжекции в Сатурне	Ж. Бронка, Г. Брук, Ж. Жендро, М. Сальва	492
Оптическая система направляющая пучок Ван-де-Графа, в камеру синхротрона	Г. Брук, Ж. Жендро, М. Сальва	505
Вакуумная камера синхротрона в Саклэ	Ж. Арман, Р. Ле Кинио, Ф. Прево	512
УСКОРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА :		
Ускорительная система Сатурна	Ж. Таие	523
Магнитный включатель для запуска интегратора Сатурна	М. Даге, Ж. Леконт, Ж. Растуа	526
Цепь аналогичного вычисления, контролирующая главный генератор в. ч. Сатурна	А. Габе, Ж. Мартен	530
Главный генератор в. ч. Сатурна	Б. Широн, Р. Шоен	537
Ускорительный резонатор Сатурна	Ж. Леконт, Р. Ж. Ле Гардер, Ж. Таие	543
Ферритный магнитный контур для резонатора синхротрона	Ж. Делион, Ж. Гомез, И. Лескроель, А. Пиеро	556
Усилитель в. ч. ускорительной системы Сатурна	В. Глод, Б. Леви, Г. Лепру	560
Транзисторный усилитель постоянного тока в 400 ампер	В. Гурский, П. Гутман	564
НАДЗОР И УПРАВЛЕНИЕ :		
Управляющая и контрольная системы Сатурна	П. Дебрен, Р. Сегала, Р. Лок	568
Регулировка такта очередных команд Сатурна	Р. Шарбонье, П. Дебрен, Ж. Растуа, Р. Сегала	575
Обнаружение пучка Сатурна	Ж. Ш. Маршэ, М. П. Ромен, Г. Ромель	582
ЗАЩИТА :		
Защитные стены синхротрона Сатурна	П. Дюво, Ф. Дюбуа, П. Стикель, Ф. Пэнэ	588
Контроль излучений вблизи ускорителя Сатурн	П. Кандэс, Г. Жоффр, А. Стирлинг	592
СТРОИТЕЛЬСТВО :		
Фундамент синхротрона Сатурн в Саклэ	Р. Винар, М. де Ламот	596
ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ :		
Экспериментальные исследования возле Сатурна	А. Бертэло	603
Электромагниты для использования Сатурна	Б. Тсай, Г. Деспорт	605
Системы питания постоянным током и охлаждающей водой экспериментальных магнитов и обмоток больших физических аппаратов	П. Стикель, Р. Гуиран	608
Мишени с жидким водородом	П. Прюнь, М. Маркэ, М. Бугон	612
3-х литровая водородная пузырьковая камера	Ж. Мейер	615
16-и литровая пропанная пузырьковая камера	А. Рогозинский	617
Пузырьковая камера с тяжелой жидкостью (иодистый метил и пропан) физической лаборатории Политехнического Училища	А. Лагарриг	621
Программа конструкции водородных пузырьковых камер Отдела Корпускулярной Физики Высоких Энергий	П. Прюнь	623
Аппаратура электронной Группы Отдела Корпускулярной Физики Высоких Энергий в Саклэ	Ж. К. Брисон, Ж. Ф. Детоф И. Фальк-Вэран, Б. Тэвнэ, Г. Валладас, Л. ван Россум	625
Эксперимент с камерой Вильсона, произведенный сотрудниками физической лаборатории Политехнического Училища с ускорителем Сатурн в Центре Ядерных Изысканий в Саклэ	А. Астиэ	629
БЮДЖЕТ :		
Бюджет Сатурна	Р. Маие, Р. Флоран	632

PRÉFACE

PAR

Francis PERRIN

Haut-Commissaire à l'Energie Atomique

Les grands accélérateurs de particules atomiques ont commencé à jouer un rôle en physique nucléaire vers 1930 avec l'apparition du cyclotron de Lawrence, et ils ont tenu une place importante dans la première phase du développement des systèmes libérant l'énergie intraatomique par des réactions nucléaires en chaînes. Toutes les organisations nationales ayant reçu la charge de développer les utilisations de l'énergie atomique ont eu par suite à créer un équipement d'accélérateurs pouvant produire des faisceaux de particules ayant des énergies de quelques MeV (million d'électron-Volts) à quelques dizaines de MeV afin de poursuivre l'étude des structures nucléaires et des réactions entre noyaux atomiques. C'est ainsi que le Commissariat à l'Energie Atomique décida dans son premier programme d'équipement de doter le nouveau grand centre de recherches qu'il créait à Saclay d'un accélérateur électrostatique Van de Graaff de 5 millions de volts et d'un cyclotron de 160 cm de diamètre devant accélérer des protons ou des deutons jusqu'à 20 ou 25 MeV.

Mais si l'énergie de liaison d'un nucléon dans les noyaux est de l'ordre d'une dizaine de MeV, la théorie des forces nucléaires fondée par YUKAWA, avait montré dès 1936 que les interactions entre nucléons résultent de l'existence virtuelle de particules ayant une masse correspondant à quelques 150 MeV, les mésons, effectivement découverts à l'état libre dans les rayons cosmiques où ils sont créés avec une existence éphémère lors des collisions à grande énergie entre nucléons. La réalisation d'accélérateurs de protons de quelques centaines de MeV permit de produire artificiellement ces mésons responsables des forces nucléaires et appelés mésons π, ou pions, pour les distinguer d'autres particules instables découvertes aussi dans les rayons cosmiques.

En 1951, au moment de l'élaboration du premier plan quinquennal atomique français, il était donc justifié de prévoir dans ce plan la construction d'un accélérateur de quelques centaines de MeV qui permette de développer en France l'étude des mésons et par suite celle des forces nucléaires, origine des énergies internes des noyaux.

Cependant, de telles études semblaient devoir rester sans conséquences directes sur les applications et leur intérêt devait être jugé principalement du point de vue de la recherche fondamentale, ce qui conduisait à envisager la construction d'un accélérateur d'énergie beaucoup plus élevée permettant la production des mésons lourds et autres particules étranges récemment découvertes dans les rayons cosmiques ou à l'aide de la première machine atteignant quelques milliards d'électron-Volts (GeV), le Cosmotron de Brookhaven. Cette orientation vers un domaine de recherches fondamentales très éloignées de toute application pratique, même relative à l'énergie atomique, fit considérer l'éventualité de confier la responsabilité de la construction, et ultérieurement de l'utilisation, du grand accélérateur envisagé, au Centre National de la Recherche Scientifique (C.N.R.S.) plus spécialement chargé de développer en France la recherche fondamentale. L'ampleur des moyens techniques et financiers à mettre en œuvre fit pourtant décider, en accord avec le C.N.R.S., de charger le Commissariat à l'Energie Atomique de la réalisation d'un grand accélérateur national qui, tout en étant géré par lui, devrait permettre à des équipes de physiciens appartenant à des laboratoires extérieurs, comme à celles formées au sein du Commissariat, de développer en France les recherches de physique corpusculaire à très haute énergie. Un crédit d'un milliard de francs fut inscrit à cette fin dans la loi programme fixant le premier plan quinquennal du commissariat à l'Energie Atomique, plan couvrant les années 1953 à 1957.

Les études en vue de fixer le type d'accélérateur à construire furent entreprises par le Commissariat à l'Energie Atomique, au moment où le Centre Européen de Recherche Nucléaire (C.E.R.N.), fondé, avec la participation de la France, pour faire reprendre à l'Europe une place de premier rang dans la physique des hautes énergies, abordait lui-même la détermination de son programme. Le C.E.R.N. s'orienta rapidement vers la construction d'un Synchrotron à protons de plus de 20 milliards d'électron-Volts (GeV ou BeV) devant utiliser le nouveau principe, non encore éprouvé, de la focalisation forte par gradients magnétiques alternés, en même temps qu'il décidait de construire comme première machine un Synchro-cyclotron de 600 MeV destiné à l'étude des mésons π et μ. La très grande machine du C.E.R.N. devait permettre la

création et l'étude des antinucléons dont l'existence prévue théoriquement était encore incertaine, et dont le seuil de création situé vers 6 GeV risquait de ne pas être atteint, ou suffisamment dépassé, par le dernier né des grands accélérateurs, le Bevatron de Berkeley. Dans cette situation, il était indiqué de choisir pour la grande machine à construire en France une énergie intermédiaire entre celle des deux machines du C.E.R.N. et devant permettre au moins l'étude des mésons lourds et des hypérons dont le seuil de création se situe vers 1,5 GeV. Les études préliminaires, faites sous la direction de Stanislas WINTER par les ingénieurs du Service des Accélérateurs du C.E.A., conduisirent à considérer deux projets de Synchrotron, l'un devant atteindre une énergie au moins égale à 1,7 GeV et pouvant être à focalisation forte ou faible, l'autre d'une énergie de 8 GeV à focalisation forte.

Il était tentant de choisir la machine de 8 GeV permettant d'atteindre le domaine des antinucléons, mais indépendamment même des questions financières, son devis s'élevant notablement au-dessus de celui de la machine de 1,7 GeV la plus chère, déjà très supérieure au crédit inscrit au Plan, il était à craindre que son délai de réalisation soit plus long d'un ou deux ans et qu'elle risquât par suite de ne pas entrer en service avant la grande machine du C.E.R.N. Elle eut été ainsi très surclassée dans le domaine des antinucléons dès sa mise en service, par une machine européenne à laquelle nous aurions accès, sans être bien adaptée (par suite d'une intensité trop faible) à l'étude des mésons lourds et des hypérons. Le choix se portant ainsi vers un synchrotron à protons d'environ 2 GeV, il restait à choisir entre les deux méthodes de focalisation. Une révision générale théorique de ce qu'on pouvait en attendre dans ce domaine d'énergie, notamment au point de vue de l'intensité des faisceaux produits, fut dirigée par Anatole ABRAGAM.

Les ingénieurs, comme certains physiciens plus intéressés par les méthodes d'accélération que par la physique des particules nouvelles, avaient une préférence pour la focalisation forte qui permettait de concevoir une machine plus légère et sans doute notablement moins coûteuse. Cependant, le groupe théorique, tout en reconnaissant pleinement la validité du principe de la focalisation forte, indiquait qu'un synchrotron à focalisation faible pourrait donner un faisceau de 5 à 10 fois plus intense, et les physiciens des hautes énergies, particulièrement André BERTHELOT, qui dirigeait le groupe des physiciens se préparant, au Commissariat, à utiliser le futur accélérateur, insistèrent sur l'importance très grande qu'il y aurait à disposer d'un faisceau de protons ayant, pour une énergie donnée, une intensité aussi forte que possible. Enfin, les utilisateurs faisaient valoir qu'en choisissant la focalisation faible pour un synchrotron de quelques GeV, nous pourrions profiter de l'expérience acquise à Brookhaven par les constructeurs du Cosmotron déjà en service depuis quelques temps, ce qui devrait permettre une durée de réalisation plus courte d'au moins une année et diminuer beaucoup les aléas de l'entreprise, cause possible de retards importants.

C'est en pesant ces divers arguments que fut proposée au Gouvernement, au début de l'été 1954, la construction par le Commissariat d'un synchrotron à protons à focalisation faible, de 1,75 GeV, pour une induction magnétique de 10 000 gauss (pour laquelle aucune influence d'un début de saturation des pièces polaires n'était à craindre).

Le devis provisoire d'une telle machine s'élevait à 2 milliards ; le crédit supplémentaire nécessaire fut accordé par le Gouvernement. L'avant-projet établi sur les caractéristiques indiquées subit une dernière modification notable en Janvier 1955, les dimensions de la chambre de circulation des protons étant accrues pour rendre possible l'extraction du faisceau en fin d'accélération, suivant la méthode de Piccioni récemment mise au point à Brookhaven. Cette possibilité d'extraction du faisceau, malgré l'accroissement regrettable du prix de la machine, était en effet jugée très importante par les physiciens.

La construction ainsi décidée était une entreprise considérable dépassant de beaucoup par son ampleur et sa difficulté toutes les réalisations antérieures françaises de même caractère. Aucune Société industrielle ne pouvait en prendre la responsabilité générale, car le nombre des ingénieurs de grande classe devant s'y consacrer pendant plusieurs années pour en assurer le succès était disproportionné avec les possibilités futures de la fabrication pouvant résulter d'une telle construction. Heureusement le Commissariat à l'Energie Atomique disposait de l'équipe dirigée par Stanislas WINTER, qui avait fait ses preuves dans la réalisation remarquable du Van de Graaff de 5 MV de Saclay.

L'œuvre à accomplir était cependant plus considérable et posait des problèmes industriels bien plus difficiles. Pour alléger la charge des responsabilités et utiliser au mieux toutes les possibilités du Commissariat comme de l'industrie, il fut décidé de confier la responsabilité générale de la construction du synchrotron prévu à un ingénieur ayant une grande expérience industrielle, M. Raymond MAILLET, Stanislas WINTER devant être l'ingénieur en chef du projet. C'est à ces deux hommes, à leur collaboration efficace, à leur dévouement à l'œuvre commune, que nous devons principalement le beau succès que représente la mise en service l'été dernier à près de 3 GeV, de l'accélérateur SATURNE (ainsi nommé à cause de son anneau). Bien entendu, une telle œuvre est avant tout un travail d'équipe, et le succès obtenu marque l'excellence du travail accompli par les principaux ingénieurs du Service des Accélérateurs du Commissariat qui ont tous apporté des contributions essentielles à la construction de SATURNE. Parmi ces contributions, je crois juste de mentionner que par rapport au Cosmotron de Brookhaven l'élément le plus original de SATURNE me semble être son dispositif d'accélération haute fréquence conçu et réalisé sous la direction de Joseph TAILLET. Je tiens à dire aussi tout ce que nous devons à l'inlassable complaisance des physiciens constructeurs du Cosmotron de Brookhaven, particulièrement Hildred et John BLEWETT, qui ont mis avec générosité toute leur compétence et le fruit de leur expérience à la disposition de nos ingénieurs.

Maintenant que la construction du grand accélérateur décidée il y a cinq ans a été menée à bien, mais que nous voyons l'effort financier considérable qui a été nécessaire pour cette construction et le coût annuel élevé du fonctionnement de SATURNE, on peut se demander si l'on a eu raison de consacrer aux recherches de physique des hautes énergies une part si importante des ressources que le pays affecte aux recherches scientifiques fondamentales. Je crois que l'on peut répondre affirmativement à cette question, en voyant l'ardeur avec laquelle les physiciens français se lancent dans le domaine de la physique des particules fondamentales dont ils se trouvaient pratiquement exclus. Sans un très grand accélérateur comme SATURNE, cette branche particulièrement vivante de la physique n'aurait pas pu être développée en France. Notre participation même à l'utilisation du très grand accélérateur du C.E.R.N. n'aurait pas pu être préparée efficacement et nous n'aurions pas pu en espérer tout le bénéfice scientifique que nous en escomptons maintenant. Renoncer à construire un accélérateur permettant d'atteindre au moins le domaine des mésons lourds et des hypérons eût été une véritable abdication qui aurait compromis gravement l'avenir de la recherche scientifique en France. C'est cette signification profonde qui a justifié l'attribution des crédits nécessaires en plus des crédits généraux autrement affectés à la recherche scientifique et non au détriment d'autres domaines. Si cet effort, évidemment très considérable, n'avait pas été fait, cela n'aurait en rien facilité l'attribution de crédits plus élevés qu'ils n'ont été, disons, par exemple, aux recherches de biologie. Son succès, au contraire favorisera certainement l'expansion générale de la recherche scientifique en France.

INTRODUCTION

PAR

R. LEVY-MANDEL, R. MAILLET, S.D. WINTER

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Grande est la diversité des domaines de recherche ouverts à l'Electronique et, parmi les nombreux lecteurs de l'*Onde Electrique*, il en est peut-être quelques-uns qui n'ont jamais eu l'occasion d'approcher les questions relatives aux grands accélérateurs de particules. C'est à leur intention que nous nous proposions d'écrire, en guise d'introduction, un article d'information générale sur ces machines, sur les principes qui sont à la base de leur construction et surtout sur les problèmes de stabilité des trajectoires.

Mais les monographies relatives aux différentes composantes de SATURNE ont finalement plus d'ampleur que nous n'avions prévu et le numéro spécial que l'*Onde Electrique* consacre au synchrotron de Saclay risquait de prendre une importance presque excessive. A la recherche des compressions possibles, nous avons supprimé quelques monographies concernant des sujets qui avaient déjà été traités, au moins partiellement, ailleurs. Et nous avons, bien entendu, renoncé à un article d'information générale priant les lecteurs qu'il aurait pu intéresser de bien vouloir se reporter à des mémoires déjà publiés. Sans prétendre en aucune façon donner ici une bibliographie complète du sujet, nous nous bornerons à signaler :

[1] Les Accélérateurs de Particules. Réunions d'Etudes et de Mises au Point tenues sous la Présidence de Louis DE BROGLIE. Editions de la Revue d'Optique Théorique et Instrumentale, Paris 1950.

[2] GRIVET P. — Exploration des noyaux atomiques. Les accélérateurs de haute énergie. Connaissance de l'Electronique, pp. 92 à 135. Editions du Tambourinaire, Paris 1955.

[3] LIVINGSTON M. Stanley — High Energy Accelerators, 157 p. Interscience Publishers, New-York 1954.

[4] BLEWETT John P. — The Proton Synchrotron. *Reports on Progress in Physics*, vol. XIX p. 37, 1956.

[5] BLEWETT John P. — Accelerator of charged particles to high energies dans : E.V. Condon et Hugh Odishaw Handbook of Physics, part 9, Nuclear Physics, chap. 9 McGraw Hill, New-York 1958.

Le principe même des synchrotrons a été exposé dans deux mémoires :

[6] MCMILLAN E.M. — The synchrotron. A proposed high energy particle accelerator. *Physical Review* **68**, 143-144, 1945.

[7] VEKSLER V. — Une nouvelle méthode d'accélération des particules relativistes. *Journal de Physique* (U.R.S.S.) **9**, 153-158, 1945.

[8] La *Review of Scientific Instruments* avait consacré son numéro de septembre 1953 à toute une série d'articles sur le Cosmotron de Brookhaven.

Sur le synchrotron français, signalons quelques conférences ou articles :

[9] LEPRINCE-RINGUET Louis et MAILLET Raymond. — Les accélérateurs de particules. *Energie Nucléaire* **2**, 161-179, 1958.

[10] WINTER Stanislas D. — Les caractéristiques principales du synchrotron à protons de Saclay et les résultats obtenus lors de la mise en route.
Communication P 2529 à la seconde Conférence Internationale des Nations Unies sur l'utilisation de l'énergie atomique à des fins pacifiques.
Genève, septembre 1958.

[11] LUTZ Jean — Le synchrotron français « Saturne ». *Arts et Métiers*, n° 3, pp. 31-43, 1959.

[12] LEVY-MANDEL Robert. — « Saturne » le synchrotron à protons du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. *Industries Atomiques* (Genève). **3**, n° 3/4,47-54, 1959,

[13] DEBRAINE Pierre. — Saturne, Synchrotron à protons du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. A paraître prochainement dans *Physique et Chimie*.

1. La fixation des caractéristiques du projet Saturne

Dans le premier plan quinquennal du Commissariat à l'Energie Atomique, (loi-programme du 24 juillet 1952), un crédit d'un milliard de francs était prévu pour la construction d'un grand accélérateur. C'était peut-être assez pour un synchro-cyclotron, mais certainement pas pour un synchrotron à protons. Pourtant les physiciens français désiraient une machine qui permette d'aller franchement au-delà du seuil de production des V_0.

L'idée de la focalisation forte (gradient alterné), récemment publiée, allait peut-être permettre de concilier nos désirs et nos moyens. Sous la présidence de A. ABRAGAM, un groupe dit « Groupe de l'orbite » fut constitué pour étudier le problème. Simultanément, la préparation de plusieurs avant-projets de synchrotrons aussi bien à focalisation intense qu'à focalisation faible fut confiée au service des Accélérateurs.

Ces projets furent remis au mois de janvier 1954 en même temps que le rapport du groupe de l'orbite.

Les conclusions de ce dernier étaient favorables aux machines à focalisation faible : aux énergies de l'ordre de 2 à 3 GeV, les aléas d'un système nouveau, et non encore éprouvé, ne compensaient pas les économies de matière qu'on pouvait espérer. On risquait de perdre beaucoup en temps pour économiser assez peu en argent. Il semblait d'ailleurs possible de construire un synchrotron de 2 GeV à focalisation faible (gradient constant) qui soit beaucoup moins lourd que le Cosmotron de Brookhaven ; on allait jusqu'à parler d'un aimant de 350 tonnes. De toute façon le Commissariat à l'Energie Atomique et le Centre National de la Recherche Scientifique s'étaient convaincus que l'accélérateur à construire était un synchrotron assez comparable au Cosmotron et s'étaient accoutumés à l'idée qu'il faudrait pour cela engager des dépenses bien supérieures au crédit disponible.

Dans sa séance du jeudi 3 juin 1954, le Comité de l'Energie Atomique se prononçait pour la construction d'un synchrotron classique de 1,75 GeV (pour une induction de 1 Tesla) et en estimait le coût à 2 milliards de francs.

Saisi par M. Pierre GUILLAUMAT, Administrateur Général, et par le Professeur Francis PERRIN, Haut-Commissaire, le Ministre de tutelle du Commissariat donnait le 15 septembre 1954, l'autorisation d'entreprendre cette réalisation. C'est le décret-programme du 20 mai 1955 qui devait ouvrir les compléments de crédits nécessaires.

En septembre 1954, le Professeur Matthew SANDS du California Institute of Technology venait à Saclay et nous apportait ses conseils.

Durant le mois de novembre et le début de décembre 1954, une mission composée de MM. MAILLET, DEBRAINE et LUTZ, séjournait à Brookhaven et à Berkeley pour y étudier les conditions dans lesquelles les synchrotrons américains avaient été construits et mis en service. Rappelons leurs principales caractéristiques (1).

TABLEAU I

	COSMOTRON	BEVATRON	UNITÉS
Emplacement	Brookhaven National Laboratory (Long Island) N.Y.	Berkeley University of California Radiation Lab.	
Energie maximum	3,0	6,2	GeV
Date du démarrage Pleine énergie atteinte	Mai 1952 Janvier 1954	Février 1954 Avril 1954	
Nombre de protons par impulsion	1.10^{11} à 2,3 GeV 5.10^{10} à 3 GeV	$1,6.10^{11}$	
Durée d'une accélération	1,0	1,8	s
Fréquence des impulsions	12	10	$min.^{-1}$
Energie des protons à l'injection	3,6	9,8	MeV
Induction d'injection Induction en fin d'accélération	295 14 000	300 16 000	gauss gauss
Section magnétique utile	6 1/4 × 28	12 × 48 à l'injection	" pouces
Aimant { Poids de fer Poids de cuivre	1 650 70	9 500 350	tonnes courtes
Pression dans la chambre	5.10^{-6}	1.10^{-5}	mm Hg

D'autres missions devaient être envoyées ultérieurement aux Etats-Unis, composées de M. PRÉVOT puis de MM. BRUCK et FLORENT, et enfin de M. WINTER, et nous avons plaisir à dire ici quel accueil toujours cordial nous avons trouvé auprès des physiciens et des ingénieurs américains, et combien précieuse fut la documentation mise à notre disposition.

Pendant cette année 1954, consacrée à la préparation du projet, le service des Accélérateurs faisait construire successivement trois modèles réduits d'aimant, tous trois exploitables en régime permanent :

MC 1 mis en service en juin 1954

MC 1 bis mis en service le 15 octobre 1954

MC 2 mis en service le 2 février 1955.

Par ailleurs, nous passions commande à Alsthom, le 17 août 1954, d'un modèle en vraie grandeur, exploitable en courant pulsé. Ce modèle MA 1 devait être mis en service le 15 juin 1955. Avant même qu'il ne soit employé à une étude des pièces polaires,

(1) E.H. KRAUSE, Particle Accelerators. American Institute of Physics Handbook, section 8i, pp. 8-172 à 8-201, McGraw Hill, New-York, 1957.

ORNL 2644. Particle Accelerator and High Voltage Machines. Oak Ridge National Laboratory.

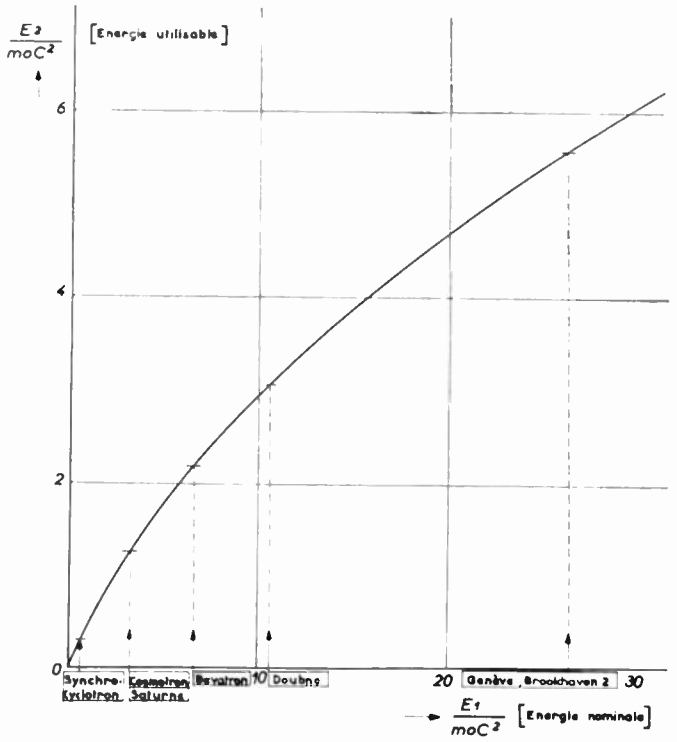


FIG. 1. — **Energie utilisable en fonction de l'énergie nominale.**

Soit v la vitesse des protons et introduisons la « rapidité » ψ définie par :

$$v = c \text{ th } \psi$$

L'impulsion d'un proton s'écrira :

$$p = mc = m_0 c \text{ . sh } \psi$$

m_0 désignant la masse de repos

L'énergie totale du proton est :

$$E = m_0 c^2 \text{ ch } \psi$$

et son énergie cinétique est :

$$E_1 = 2 m_0 c^2 \text{ sh}^2 \frac{\psi}{2}$$

Mais toute cette énergie n'est pas utilisable dans le choc du proton sur un autre nucléon, car la quantité de mouvement totale du système doit être conservée. Pour connaître l'énergie utilisable E_2 il suffit de se placer dans le système du centre de masses : pour un choc proton sur proton les deux particules ont des « rapidités » $+\frac{\psi}{2}$ et $-\frac{\psi}{2}$ avant le choc et on a donc :

$$E_2 = 4 m_0 c^2 \text{ sh}^2 \frac{\psi}{4}$$

Le graphique montre qu'avec $E_1 = 6{,}2$ GeV, le Bevatron de Berkeley donne une énergie utilisable $E_2 = 2$ GeV située assez peu au delà du seuil de production des antiprotons ($2 \times 0{,}938 = 1{,}876$ GeV).

Nota. — Sur le graphique, les énergies E_1 et E_2 sont comptées en unités $m_0 c^2 = 0{,}938$ GeV et non pas en GeV.

ce modèle MA 1 devait être dépassé. En effet, Brookhaven venait de réaliser, suivant un dispositif inventé par PICCIONI, l'extraction du faisceau de protons en fin d'accélération. La possibilité d'expérimenter sur un faisceau extérieur était si attrayante que les physiciens français désiraient pouvoir en jouir. Mais il fallait loger dans la chambre certains éléments du dispositif PICCIONI et donc agrandir l'entrefer ; la décision fut prise le 13 janvier 1955 et le poids de l'aimant passait de 830 à 1 115 tonnes. Malgré le surcroît de dépenses qu'il entraînait, cet agrandissement de l'aimant était favorablement accueilli, car il ne pouvait que faciliter la tâche des constructeurs et améliorer les performances de la machine.

On peut d'ailleurs se demander dans quelle mesure la réduction du poids de l'aimant entraîne une diminution du prix de la machine et de son alimentation. A petit aimant et à petite puissance, petit entrefer. Il faut donc réduire proportionnellement les amplitudes des oscillations. Ceci suppose une optique d'injection plus parfaite, un modelé de plus en plus précis du champ magnétique, une lutte plus poussée contre les courants de Foucault, un resserrement des tolérances de construction et d'alignement, des difficultés de pompage accrues à mesure que l'admittance de la chambre diminue. Bref, on risque de dépenser par ailleurs une bonne partie des économies faites sur l'aimant et son alimentation.

Le 28 mars 1955, commande était passée à la Compagnie Electro-Mécanique d'un modèle MA 2 qui était en gros une extrapolation aux 7/6 du modèle MA 1. Ce modèle MA 2 nous a été fourni en septembre 1955.

Un troisième modèle, dit « Hexabloc » parce qu'il était composé de 6 blocs au lieu de 5, devait être livré par Alsthom en octobre 1955 et fini d'installer en décembre : il devait servir à la réception minutieuse des 288 blocs de l'aimant.

Pendant l'année 1954 des sondages furent exécutés et des puits de reconnaissance furent creusés. Traversant le manteau d'argiles avec banc de meulière intercalé qui forme le sol du plateau de Saclay, ces ouvrages pénétraient assez profondément dans les sables dits de Fontainebleau. Les indications qu'ils ont fournies étaient indispensables pour une étude sérieuse des fondations de l'aimant.

Le 4 février 1955, dans sa note nº 14 296 le Professeur Francis PERRIN fixait définitivement les caractéristiques essentielles de SATURNE.

2. Le calendrier de construction

On peut dire que cette date du 4 février 1955 marque le début de la période de construction. On se fixait comme objectif que la machine soit prête à fonctionner à 1,75 GeV à la fin du premier plan quinquennal du C.E.A. (fin décembre 1957). Dans une phase ultérieure, il resterait à mettre en service les enroulements correcteurs et à pénétrer ainsi dans la zone de saturation du fer ; en portant le champ maximum de 1 à 1,4 tesla (²), on élèverait l'énergie de 1,75 à 2,7 GeV.

En fait les choses devaient aller à la fois mieux et plus mal :

— d'une part, des retards devaient se produire dans la fourniture ou la mise au point de certaines composantes et notamment de :

— l'alimentation de l'aimant ;
— l'injecteur Van de Graaff ;
— la chaudronnerie des sections droites.

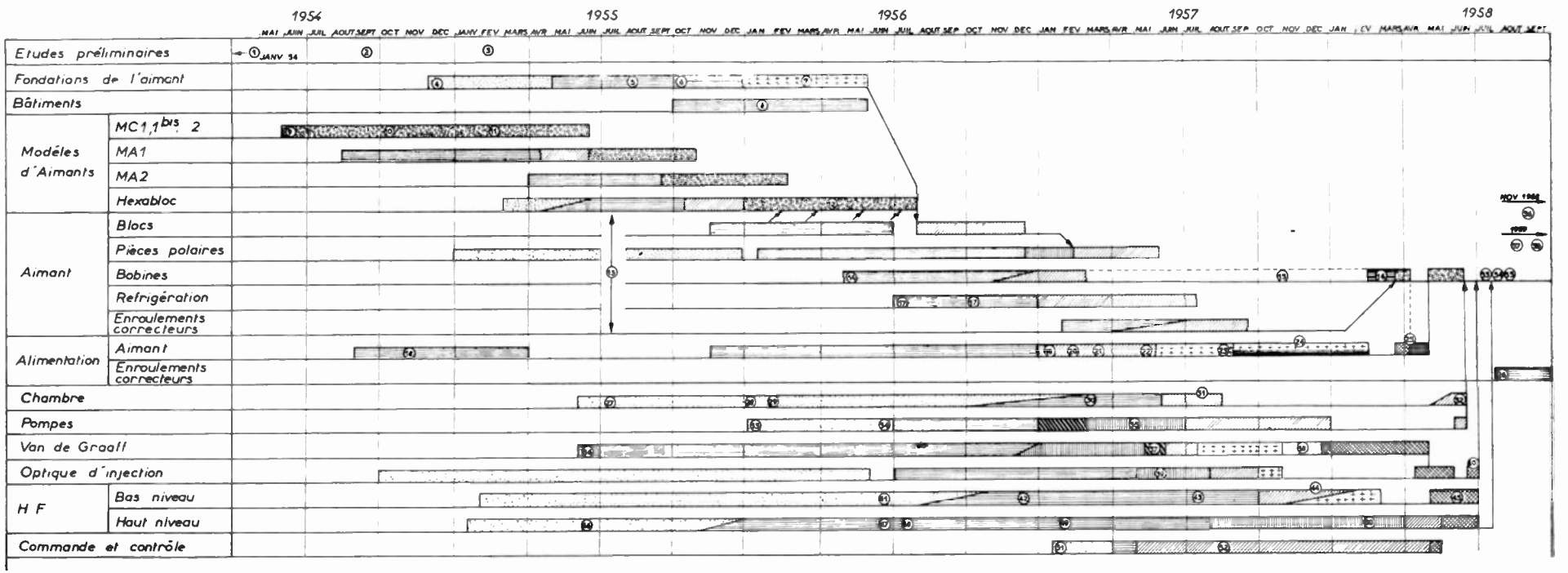
(²) C'est-à dire de 10 000 à 14 000 Gauss.

Planche I

1 — Le groupe de l'Orbite remet son rapport
2 — Le Ministre de tutelle autorise la construction d'un Synchrotron
3 — Note du Haut Commissaire fixant les caractéristiques définitives
4 — L'entreprise Brochot exécute un forage de reconnaissance pour l'étude des sols
5 — La Société Solétanche fore les 24 puits de fondation
6 — Coulée de la couronne de béton
7 — Pendant cinq mois, la couronne, soulevée sur vérins de chantier, supporte une surcharge de sable d'un poids égal à celui du futur aimant (1 100 tonnes environ)
8 — Construction du hall de Saturne
9 — Mise en service du modèle continu MC1
10 — Mise en service du modèle continu MC 1 bis
11 — Mise en service du modèle continu MC 2
12 — Essai des 288 blocs d'aimant et classement de ces blocs
13 — Contrat avec Alsthom
14 — Fabrication des bobines par Alsthom dans le hall Saturne, à partir des barres filées par Cegedur
15 — La rupture d'un joint dans les installations de chauffage du hall entraîne le mouillage d'une bobine
16 — Dans les bobines extérieures, remplacement des isolants bisolite par des araldites stratifiées
17 — Deux avenants au Contrat avec Alsthom
18 — Alimentation des modèles pulsés MA1, MA2 et Hexabloc
19 — Début réception des dix redresseurs polyanodiques
20 — 25 février — début montage du groupe convertisseur tournant

Calendrier de Construction

21 — Mise en place des deux transfos hexaphasés
22 — 22 Mai, mise en route du convertisseur tournant
23 — Fin août, la tension nominale est atteinte, à vide
24 — Essais en charge, en dessous des conditions nominales et incidents divers
25 — 4 avril — le cycle nominal est atteint
26 — Contrat avec C.E.M.
27 — Achèvement du premier élément prototype
28 — Commandes à S.F.A.C. des pièces en acier austénitique
29 — Commande à Silitro des moulages araldite
30 — Reprise des opérations de moulage
31 — Assemblage des quadrants sur chantiers et maintien sous vide permanent d'août 1957 à mai 1958
32 — Montage en place dans l'aimant
33 — Commande à Galileo
34 — Essais du prototype en usine à Florence
35 — Essai des 15 groupes à Saclay avant mise en place
36 — Commande à High Voltage Engineering Corporation
37 — Transport, dont la colonne par avion
38 — Changement des textolites
39 — Essais des composantes
40 — Injection dans le 1er quadrant
41 — Contrat avec L.T.T.
42 — Contrat avec S.E.A.
43 — Livraison du maître oscillateur L.T.T.
44 — Montage et essais de sous-ensembles
45 — Essais de la chaîne complète
46 — Début des études L.T.T. sur les ferrites
47 — Commande à S.M.E. du condensateur oscillant à programme
48 — Commande à L.T.T. des gros blocs de ferrites
49 — Fin de livraison des ferrites par L.T.T.
50 — La mise au point du servomécanisme commandant le condensateur oscillant est achevée.
51 — Contrat avec Mors
52 — Câblages
53 — Essais d'injection et premières études de l'orbite
54 — Essais d'accélération
55 — Le 12 août 1958, Saturne atteint 2,5 GeV avec un faisceau de l'ordre de 10 protons. Le 22 août, on atteint 1,5 tesla et 3 GeV avec 4.10 protons (sans enroulements correcteurs alimentés).
56 — 6 novembre 1958, inauguration officielle par le Président de la République
57 — 5 janvier 1959, début des expériences de physique
58 — En avril 1959 Saturne fonctionne à 2 postes par jour à des énergies de 2,7 GeV, avec 2 à 3.10^{10} protons par impulsion et une impulsion toutes les 3,4 secondes.



Erratum : pour le Van de Graaf, référence 38, nov. déc. 1957, lire "réparations" au lieu "d'études".

— d'autre part, la qualité de l'aimant exécuté sous la direction de J. LUTZ, et la forme très étudiée des pièces polaires, telle qu'elle fut mise au point par H. BRUCK et ses collaborateurs de la Section d'Optique Corpusculaire, ont permis d'atteindre, dans de bonnes conditions, sans ampères-tours correcteurs, une induction de 1,3 tesla dans l'entrefer, correspondant à une énergie de 2,5 GeV.

Si SATURNE n'était pas en état de marche à 1,75GeV au début de 1958, ses constructeurs allaient sauter à pieds joints par dessus la première phase, et atteindre:

— 2,5 GeV le 12 août 1958,

— 2,94 GeV le 14 août 1958,

— 3 GeV (3) (1,53 tesla) le 22 août 1958.

La souplesse et la précision du dispositif H.F., étudié et exécuté par le groupe de J. TAILLET, ont beaucoup contribué à cette mise en route très rapide.

Le calendrier réel de construction de la machine est représenté sur la planche I, page 431. Nous espérons que les annotations qui le complètent apporteront assez de précisions aux quelques lecteurs que ces problèmes de construction peuvent intéresser.

3. La collaboration entre le Commissariat à l'énergie atomique et l'industrie

L'étude et la réalisation de SATURNE ont été très notablement facilitées par les renseignements obtenus des physiciens américains et anglais qui, avant nous, ont construit des appareils similaires. Le synchrotron de Saclay est, en effet, le cinquième parmi les accélérateurs ayant atteint ou dépassé 1 GeV (4) et par sa conception générale, aussi bien que par ses performances, il se rapproche du Cosmotron de Brookhaven.

Ainsi, les constructeurs de SATURNE ont-ils pu profiter de l'expérience de leurs prédécesseurs soit pour introduire certaines améliorations soit pour éviter erreurs et tâtonnements. Malgré cet avantage, l'établissement et la réalisation du projet ont exigé beaucoup d'études et de recherches. A Saclay même, ces problèmes ont occupé une équipe d'environ 120 personnes (dont une trentaine d'ingénieurs et physiciens) appartenant au service des Accélérateurs (5).

Ce groupe pilote avait à sa charge l'établissement du projet et la surveillance technique de sa réalisation. La fabrication fut, dans sa majeure partie, confiée à l'industrie qui a d'ailleurs participé d'une manière très active, parfois déterminante, à diverses recherches et mises au point. Les ingénieurs de plusieurs compagnies ont fait des stages prolongés à Saclay, où ils ont pu se familiariser avec le projet général de la machine et avec la conception et le rôle particulier des composantes qui leur étaient confiées.

La collaboration de l'industrie avec le C.E.A. doit beaucoup à cette liaison étroite entre leurs techniciens respectifs. Elle constitue un des aspects essentiels des nécessités imposées par la construction d'un ensemble complexe, présentant à la fois le caractère d'un appareil scientifique et celui d'une installation industrielle de grande envergure.

4. Description générale de Saturne

4.1. CONCEPTION DE L'ACCÉLÉRATEUR

Les protons, issus d'une source d'ions, sont d'abord accélérés jusqu'à 3,6 MeV dans un générateur électrostatique (fig. 2a et 2b — *i*) puis, par l'intermédiaire d'un système optique convenable (fig. 2b — *A*, *B*, *C*), injectés dans la chambre mise sous vide et placée dans l'entrefer de l'électro-aimant annulaire (aimant : Q_1 à Q_4 sur fig. 2a et 2b, chambre: *Ch* dans fig. 3, 4 et 5). Celui-ci est composé de quatre quadrants circulaires entre lesquels la continuité de la chambre est assurée par quatre sections droites (fig. 2a et 2b — *n*, *e*, *s*, *o*). Une fois dans l'anneau, les particules sont maintenues sur une trajectoire approximativement fixe par l'action du champ magnétique croissant lentement en synchronisme avec l'augmentation de l'énergie des protons.

Le gain d'énergie est acquis par petites fractions discontinues d'environ 1160 eV à chaque passage dans la section droite Ouest (fig. 2a et 2b — *o*) où une cavité résonnante produit le champ électrique accélérateur.

Au cours du cycle d'accélération, la fréquence du champ électrique doit évidemment croître pour s'adapter au rythme de passage des protons — rythme de plus en plus rapide à mesure que leur vitesse augmente.

La loi de modulation ainsi imposée doit être respectée avec une précision allant du millième (début de l'accélération) au centième (fin de l'accélération) alors que la fréquence varie dans le rapport de 1 à 12 environ (6). Une telle précision est obtenue en asservissant la fréquence du champ H.F. à la valeur du champ magnétique pendant tout le cycle d'accélération.

Au cours de ce cycle qui dure environ 0,8 seconde, les protons acquièrent une énergie d'environ 3 GeV en effectuant près de 3 millions de tours dans la chambre, c'est-à-dire en parcourant environ 200 000 km.

Pour que les particules puissent couvrir cette distance sans être perdues par choc sur les molé-

(3) Pour cette valeur le faisceau de protons était serré contre le mur intérieur de la chambre.

(4) Les quatre prédécesseurs sont :

	énergie max.	Date de la 1re mise en route
le Cosmotron de Brookhaven (USA)	3.2 GeV	1952
le synchrotron de Birmingham (GB)	env. 1 »	1952
le Bevatron de Berkeley (USA)	6.2 »	1954
le synchrophasotron de Doubna (URSS)	env. 10 »	1957

(5) En 1957, le Service des Accélérateurs est devenu le Service de Physique Appliquée.

(6) C'est pour limiter le rapport entre les fréquences extrêmes à une valeur compatible avec les possibilités technologiques que l'on préaccélère les protons dans un générateur électrostatique avant de les injecter dans l'anneau du synchrotron.

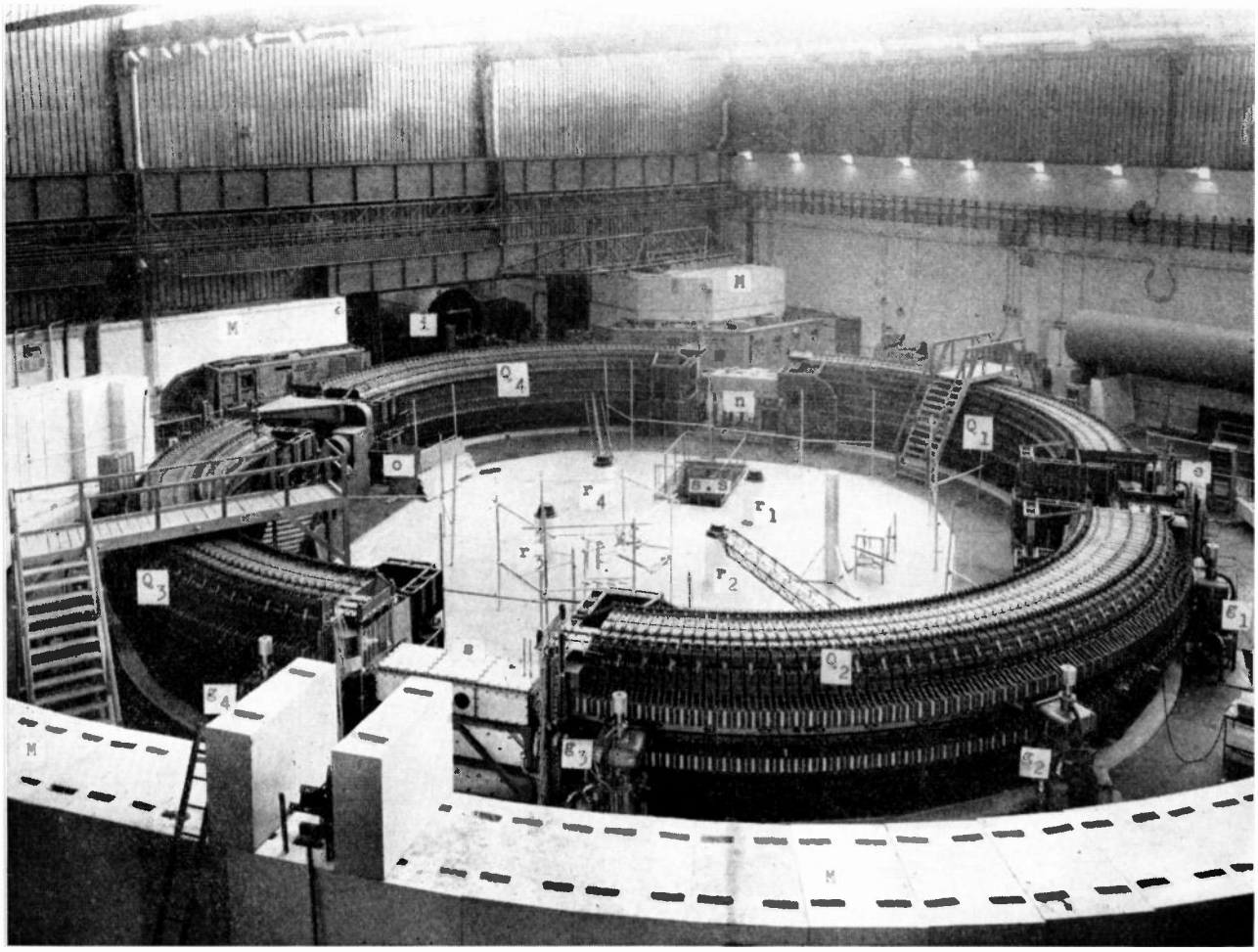


FIG. 2*a*. — **Vue Générale de Saturne.**

Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 — quadrants de l'aimant.

n — section droite Nord contenant l'inflecteur d'injection.

e — section droite Est contenant les électrodes de détection du faisceau.

s — section droite Sud dans laquelle seront montés dans l'avenir les dispositifs d'éjection du faisceau.

o — section droite Ouest contenant la cavité H.F. d'accélération.

i — générateur électrostatique d'injection.

g_1 à g_4 — 4 des 12 groupes de pompage de la chambre à vide.

r_1 à r_4 — références matérialisant les centres des 4 quadrants. Ces références et une référence centrale ont servi à positionner les blocs de l'aimant. 2 compas de mesure c_1 et c_2 sont encore en place.

M — différentes parties du mur de protection.

ss — sous-sol.

cules de gaz restant dans la chambre d'accélération, il faut y assurer une pression égale ou inférieure à 5.10^{-6} mm de mercure : 12 groupes principaux de pompage sont disposés autour de la chambre (fig. 2a et 2b, fig. 3, fig. 4 — g) à raison de 3 dans chaque quadrant, 4 groupes auxiliaires sont réservés à l'optique d'injection. La vitesse totale de pompage au niveau de la chambre est voisine de 20 000 l/s.

La section droite Est (fig. 2a, 2b — *e*) contient les électrodes d'induction qui permettent de localiser la position du faisceau et de déterminer le nombre de protons qu'il contient à chaque moment du cycle d'accélération, et, en particulier, au moment où le faisceau est dirigé sur la cible servant à l'expérience en cours.

De telles cibles peuvent être placées soit dans les secteurs magnétiques, soit dans la section droite Sud (fig. 2a et 2b — *s*) réservée à cet usage.

Le rayonnement émis par ces cibles présente malheureusement — à côté de l'intérêt scientifique qui constitue la raison même de l'existence des grands accélérateurs — des dangers physiologiques graves contre lesquels doivent être protégés les expérimentateurs et le personnel assurant la conduite de la machine.

L'aimant et les sections droites sont donc entourés, sur presque la totalité de leur pourtour extérieur, d'un mur de béton lourd de 3 m d'épaisseur (fig. 2a et 2b — *M*). Il reste suffisant tant que le nombre de particules frappant la cible ne dépasse pas 2 ou 3 fois 10^{10}. Pour les intensités plus grandes, cette protection devra être renforcée et complétée par un mur intérieur et un toit couvrant entièrement l'aimant.

4.2. Caractères distinctifs

Les différences essentielles entre Saturne et son aîné, le Cosmotron, ont leur origine avant tout dans la réduction sensible du poids de l'aimant et de la puissance haute fréquence nécessaire à l'accélération : en effet, l'aimant de Saclay pèse environ

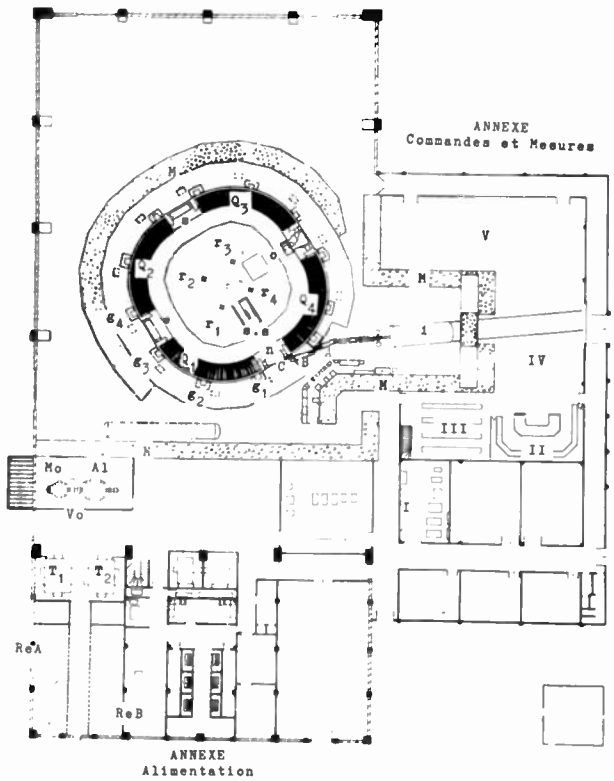


FIG. 2b. — **Plan d'ensemble.**

Les lettres communes avec la fig. 2*a* ont la même signification. En outre,

A, *B*, *C*, — caissons contenant les déflecteurs de l'optique d'injection.

M_o — moteur d'alimentation de l'aimant.

V_o — volant.

Al — alternateur.

T_1, T_2 — 2 transformateurs tri-hexaphasés.

ReA, *ReB* — 2 groupes de redresseurs

I — salle des gaz.

II — salle de commande principale.

III — salle d'électronique.

IV — salle des tableaux.

V — salle de mesures.

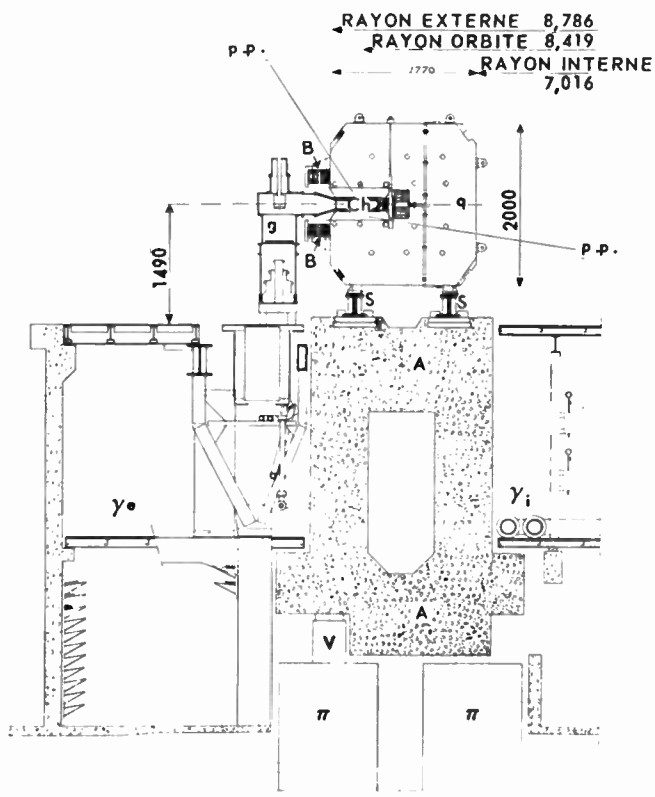


FIG. 3. — **Section à travers l'aimant et l'anneau de béton qui le supporte.**

q — culasse de l'aimant.

pp — pièces polaires.

B — bobines principales.

Cb — chambre à vide.

g — groupe de pompage.

S — rails supportant les blocs de l'aimant.

A — anneau de béton.

π — piliers sur lesquels repose l'anneau *A* par l'intermédiaire des vérins hydrauliques *V*.

γ_e, γ_i — galeries périphériques entourant le massif de l'aimant.

1 150 tonnes (1 077 tonnes de fer et 60 tonnes de cuivre) et la puissance H.F. fournie à la cavité accélératrice est inférieure à 1 kW.

La réduction du poids de l'aimant impose évidemment un entrefer de dimensions relativement faibles ; sa partie utilisable pour le faisceau est d'environ 36 cm dans le sens radial et de 10,6 cm en hauteur. Ceci implique un contrôle rigoureux de la forme du champ magnétique et une faible amplitude des oscillations bétatron et synchrotron.

Sur le plan de la réalisation technique, la rigueur imposée à la distribution du champ a déterminé les caractéristiques du circuit magnétique et, en particulier, a conduit à l'emploi de pièces polaires séparées de la culasse. L'amplitude des oscillations bétatron devant rester faible, il a fallu, en outre, assurer un contrôle précis du faisceau à l'injection et un bon vide dans la chambre d'accélération. Ces deux conditions ont déterminé la conception de l'optique d'injection et la technologie de la chambre à vide. Enfin, la nécessité de réduire les oscillations synchrotron a fait choisir pour la fréquence d'accélération le deuxième harmonique de la fréquence de rotation des particules. Ceci, en même temps que la limitation de la puissance H.F., a fixé dans une large mesure les particularités d'exécution du dispositif accélérateur.

Les caractéristiques principales de SATURNE sont données dans le tableau II.

4.3. COMPOSANTES PRINCIPALES

Les détails de conception et d'exécution des diverses composantes de SATURNE seront décrits dans les articles suivants. Le présent résumé se borne à donner une description sommaire des organes les plus importants et à indiquer brièvement le principe des solutions particulières à SATURNE et leurs avantages essentiels.

TABLEAU II

— rayon magnétique	r_o	= 842 cm
— quatre sections droites, chacune de longueur	l	= 400 cm
— longueur totale de l'orbite d'équilibre ($r = r_0$)	L	= 6 890 cm
— rayon équivalent	R_o	= 1 097 cm = 1,302 r_0
— indice du champ pour $r = r_0$ (valeur nominale)	n	= 0,6
— nombre d'oscillations bétatron par tour	Q_H Q_V	= 0,724 = 0,889
— limite de stabilité	$0{,}50 < n < 0{,}757$	
— énergie d'injection	W_i	= 3,6 MeV
— champ à l'injection	B_i	= 326 Gs
— vitesse de montée du champ à l'injection	$\left(\frac{dB}{dt}\right)_i$	= 20 kGs/s
— gain d'énergie par tour pour la particule synchrone	U_i	= 1 160 eV

— fréquence du champ accélérateur (en utilisant l'harmonique $h = 2$ de la fréquence de révolution)

B_o (kGs)	f (MHz)
0,326	0,76
10	8,16
14	8,42
14,9	8,45
∞	8,71

— énergie finale

B_o (kGs)	W_f (GeV)
10	1,76
14	2,72
14,9	2,94

— cycle de fonctionnement $\tau = 3{,}2$ s : montée = 0,8 s ; descente = 0,8 s ; repos = 1,6 s

— pression de fonctionnement : $p = 5.10^{-6}$ mm Hg

— poids de l'aimant :
- acier : 1 077 tonnes environ (avec les pièces polaires)
- cuivre : bobine : 55 tonnes environ ; enroulements correcteurs : 6 tonnes environ

— alimentation

tension maximum	6 600 V
courant maximum	4 450 A
nombre de spires	64
énergie emmagasinée	environ 8,6 MJ à 15 kGs
puissance moyenne dissipée	950 kW
puissance de pointe	23 500 kW

4.3.1. *L'électro-aimant et ses fondations*

Chaque quadrant est formé de 71 blocs disposés en éventail (fig. 4 — *q*) assemblés mécaniquement les uns aux autres et constituant la culasse du circuit magnétique. Le profil de la culasse est celui d'un « C » ouvert vers l'extérieur (fig. 3 — *q*). Il est complété par des pièces polaires dont la forme assure la distribution correcte du champ magnétique dans l'entrefer pour qu'il y ait focalisation à la fois radiale et verticale (fig. 3, fig. 4 et fig. 5 — *pp*).

La séparation des pièces polaires d'avec la culasse permet de réaliser suivant des techniques très différentes ces deux parties du circuit magnétique. Les deux sont feuilletées pour éviter les effets perturbateurs des courants de Foucault. Mais, alors que la culasse — par souci de rigidité mécanique — est constituée de plaques de 1 cm d'épaisseur, usinées et assemblées par boulonnage et soudure, l'on a utilisé pour les pièces polaires des plaques minces de 2 mm, découpées à la machine et collées à l'araldite.

Ce mode de construction rend facile l'exécution de toute forme désirée — même relativement complexe — avec un grand degré de précision et de reproductibilité. On a pu ainsi choisir, à la cuve rhéographique, le profil qui assurait la meilleure distribution du champ dans l'entrefer (fig. 5) et, aux extrémités de quadrants, donner aux pièces polaires un profil

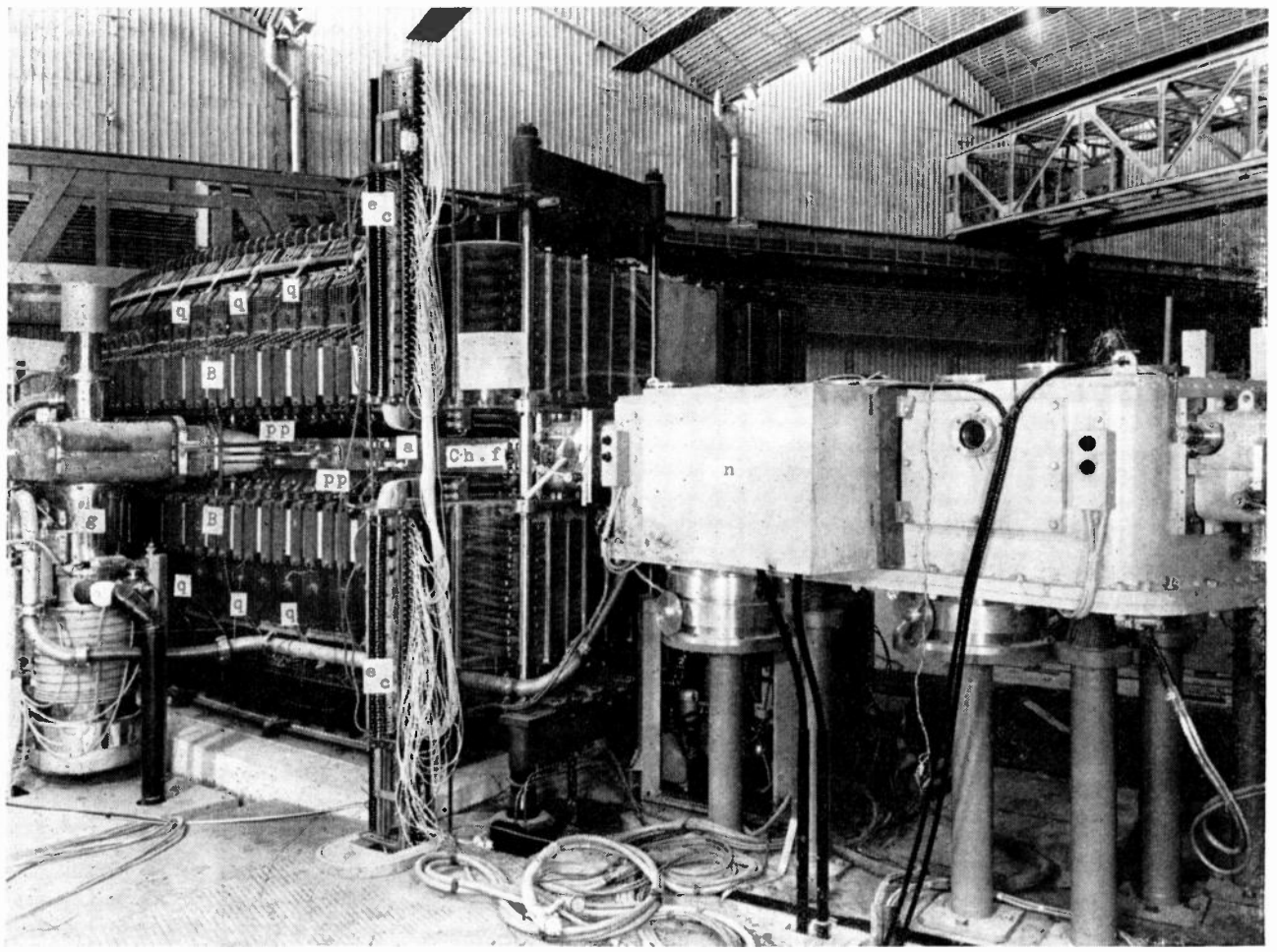


FIG. 4. — **Vue du quadrant nord (Q_1)**

n — section droite contenant l'inflecteur d'injection.

q — culasses des blocs de l'aimant.

pp — pièces polaires.

B — bobines principales de l'aimant.

e_c — sorties des enroulements correcteurs.

Ch.f — plaques frontales des éléments de la chambre à vide.

a — attaches de fixation des éléments de la chambre.

g — groupe de pompage et son raccordement à la chambre.

spécial qui compense le champ de fuite dans les sections droites. D'autre part, la minceur des plaques minimise les courants de Foucault et contribue ainsi à améliorer la distribution du champ au début du cycle d'accélération (7).

Les quadrants sont connectés électriquement en série. Chacun d'eux est excité par une bobine de 64 spires dont les conducteurs intérieurs et extérieurs (fig. 3, fig. 4 et 5 – *B*) sont refroidis par une circulation interne d'eau désionisée.

Dans le but d'assurer la conservation des tolérances serrées de montage, tolérances indispensables pour réduire au minimum les erreurs sur le guidage et la focalisation, une fondation spéciale a été mise en œuvre. Une couronne de béton de 2 m de large et de 4 m de haut (fig. 3 – *A*) supportant les 4 quadrants s'appuie sur 24 pieux de béton (fig. 3 – π) par l'intermédiaire de vérins hydrauliques (fig. 3 – *V*) judicieusement interconnectés. L'égalité des réactions aux appuis ainsi obtenue élimine les déformations correspondantes de la fondation.

Des nappes de conducteurs disposées sur les faces polaires (fig. 4 et fig. 5 – *e*) permettent de corriger les distorsions de la distribution du champ magnétique créées aussi bien par les effets du champ rémanent (15 Gs environ) que par ceux de la saturation à l'induction élevée.

4.3.2. *L'alimentation*

Le champ magnétique décrit des cycles triangulaires de 1,6 s espacés par des périodes de repos de même valeur. Une précision de reproductibilité de quelques pour mille est demandée, essentiellement pour éviter les dispersions sur la valeur du champ rémanent.

(7) Les pièces polaires peuvent également servir à améliorer la qualité du champ en fin de cycle d'accélération : en utilisant des pièces polaires « crénelées », on peut compenser les effets de saturation du fer aux inductions élevées et garder ainsi une forme de champ correcte pour les inductions approchant de 20 kGs, tout en libérant dans l'entrefer la place habituellement occupée par les enroulements correcteurs (H. BRUCK et all CERN Symposium on Accelerators 1956 vol. I, p. 330-338). Cette technique a été mise au point trop tard pour être utilisée dans la construction de SATURNE.

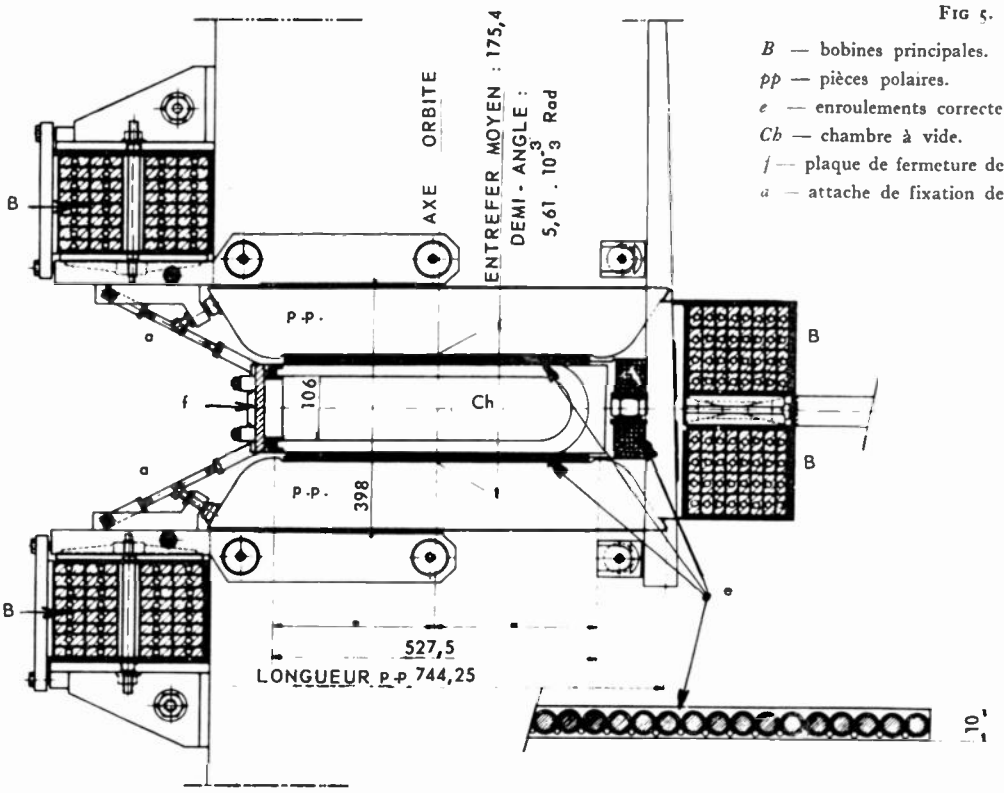


FIG 5.

B — bobines principales.
pp — pièces polaires.
e — enroulements correcteurs.
Ch — chambre à vide.
f — plaque de fermeture de la chambre.
a — attache de fixation de la chambre à vide.

La puissance correspondant au champ maximum est de l'ordre de 23 MW et commande que l'on interpose, entre le réseau et la charge, un réservoir tampon d'énergie. Celui-ci est constitué par un groupe moteur-volant-alternateur (fig. 2b, fig. 6, respectivement M_0, V_0, A_1) tournant à 1 500 tr/mn, dont l'énergie cinétique est supérieure d'un ordre de grandeur à celle nécessaire pour exciter l'aimant. L'alternateur triphasé débite en parallèle sur 2 transformateurs tri-hexaphasés (fig. 2b et fig. 6 – T_1, T_2) eux-mêmes connectés à 2 groupes de redresseurs polyanodiques à grilles, fournissant aux bornes de l'aimant une tension dodécaphasée redressée (fig. 2b, fig. 6 – *ReA*, *ReB*).

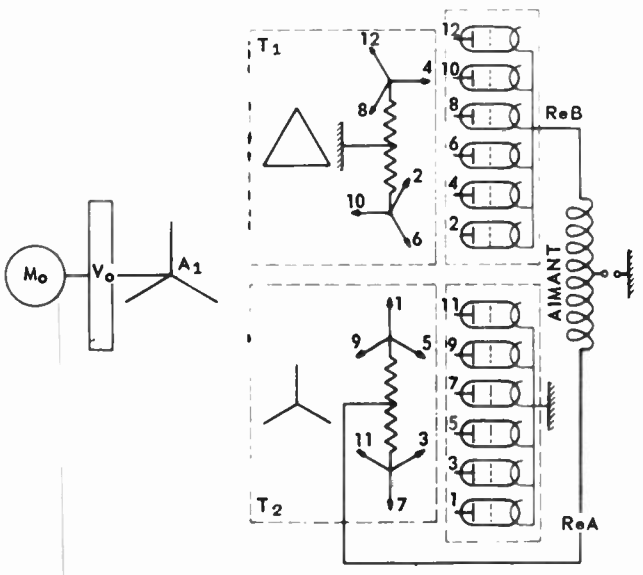


FIG. 6. — **Alimentation (schéma de principe).**

M_0 — moteur.
V_0 — volant.
A_1 — alternateur triphasé 70 MHz.
T_1, T_2 — 2 transformateurs tri-hexaphasés.
ReA, *ReB* — 2 groupes de redresseurs, chaque anode (1 à 12 sur le schéma) représente en réalité 4 anodes en parallèle, une dans chacune des 4 cuves hexaphasées.

La commande de grilles fait débiter les redresseurs sur l'aimant pendant 0,8 seconde. La croissance du courant dans les enroulements est déterminée par la constante de temps naturelle du circuit et, au bout de 0,8 seconde, la valeur maximum de 4 450 A est atteinte. A ce moment, la commande de grille modifie le régime des redresseurs pour les faire débiter en onduleurs ; la tension appliquée à l'aimant est inversée, l'énergie électromagnétique moins les pertes est renvoyée à l'alternateur qui fonctionne en moteur. Ce régime, sensiblement de même durée que le précédent, prend fin à l'annulation de l'intensité dans l'aimant.

L'excitation régulée de l'alternateur, la précision sur la périodicité du cycle et diverses précautions tendant à démarrer ce cycle dans des conditions identiques, ont permis d'assurer une reproductibilité satisfaisante de cycle à cycle, mesurée directement sur le champ magnétique.

Une telle alimentation, fonctionnant uniquement en régimes transitoires et mettant en jeu des puissances importantes, comporte des protections extrêmement élaborées ; suivant la gravité du défaut détecté, on passe de l'interdiction du cycle suivant à l'arrêt du cycle en cours, avec mise en court-circuit

de l'aimant, désexcitation de l'alternateur et, exceptionnellement, freinage d'urgence du groupe.

Il est naturel que ce soit l'alimentation de l'aimant qui constitue, du fait de la puissance mise en jeu et de son absence corrélative de flexibilité, l'élément pilote du cycle de fonctionnement de la machine auquel seront soumis l'injecteur et la haute fréquence.

4.3.3. *Chambre à vide*

Si le problème de la chambre à vide ne présente pas de grandes difficultés dans les sections rectilignes, il n'en va plus de même pour les quadrants où la chambre est soumise au champ magnétique variable qu'elle ne doit pas perturber. Elle doit donc satisfaire aux exigences d'un bon vide, être amagnétique et n'engendrer de courants de Foucault que négligeables, écouler les charges électriques amenées par le faisceau et être rigide dans les épaisseurs minimum.

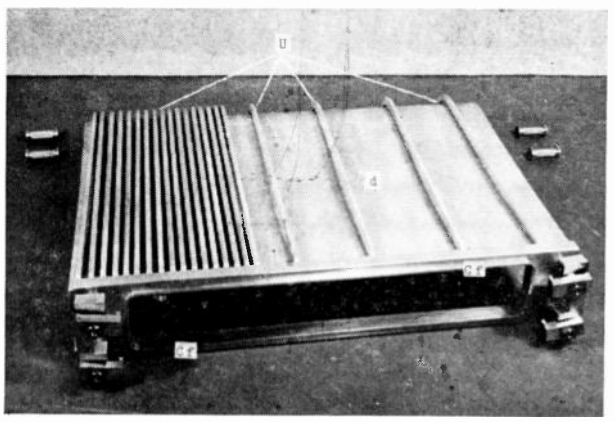


FIG. 7*a*. — **Ossature en acier inoxydable d'un élément de chambre.**
Cf — cadre frontal.
U — éléments en U fixés au cadre frontal *Cf*.
d — feuilles en acier inoxydable.

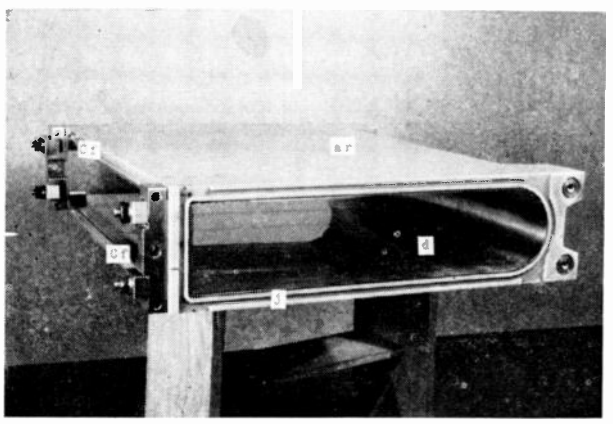


FIG. 7*b*. — **Un élément de la chambre.**
ar — corps en araldite.
Cf — cadre frontal sur lequel s'applique la plaque de fermeture.
d — feuille d'acier inoxydable (subdivisée en bandes pour éviter les courants de Foucault).
j — rainure du joint qui assure l'étanchéité entre 2 éléments adjacents.

La chambre à vide de SATURNE est constituée d'éléments séparés : 19 par quadrant ; ceci facilite beaucoup le montage qui peut être fait en moins d'une journée. Chaque élément est formé d'une ossature en acier inoxydable (fig. 7a et 7b – *U* et *Cf*) autour de laquelle a été moulé un corps en araldite (fig. 7b – *ar*). L'intérieur de la chambre est recouvert d'une mince feuille d'acier inoxydable (fig. 7a et 7b – *d*) qui réduit considérablement le dégazage et permet d'obtenir un vide meilleur que 10^{-5} mm Hg après quelques heures de pompage ([8]). Le montage et la fixation de la chambre dans l'entrefer sont visibles sur les fig. 4 et fig. 5.

Chacun des éléments peut recevoir indifféremment un groupe de pompage ou une bride d'obturation (fig. 4-*Ch.f* ; fig. 5-*f*) portant cibles, sondes, hublots sur une ouverture en face avant de 100 × 600 mm. Quadrants et sections droites peuvent être isolés individuellement par des vannes étanches à la pression atmosphérique dans les deux sens.

Les marges de sécurité dans la vitesse de pompage permettent de fonctionner en cas de défaillance de quelques groupes ou d'introduction à l'intérieur de la chambre d'éléments à dégazage important.

4.3.4. *Injecteur et optique d'injection*

Le générateur électrostatique du type Van de Graaff qui sert de préaccélérateur est axé horizontalement et fournit en permanence un courant de 1 μA de protons à 3,6 MeV. Durant le temps d'injection, c'est-à-dire pendant 150 à 200 μs, le courant est porté à 1,5 mA.

Le faisceau, à sa sortie du générateur, subit une déflexion magnétique de 1/100 de radian qui opère une séparation en masse pour n'envoyer que les ions H_1^+ dans l'ensemble de l'optique d'injection. Le rôle de ce système est de guider le faisceau en évitant les effets du champ de fuite de l'aimant jusqu'à l'entrée de la chambre et de lui assurer une position correcte par rapport à son orbite théorique.

L'optique d'injection de SATURNE est constituée par trois déflecteurs électrostatiques, identiques électriquement et ayant chacun une ouverture de 27°, les secteurs extrêmes étant symetriques par rapport au secteur central (fig. 8 – *A*, *B*, *C*).

Ce système est à la fois afocal et achromatique : un faisceau, qui est parallèle avant d'entrer dans le système optique, reste donc parallèle — après avoir traversé ce système — quand il pénètre dans la chambre d'accélération. En outre, le faisceau garde sa position et son inclinaison par rapport à l'orbite théorique quelle que soit l'énergie des particules injectées.

Cette propriété assure une facilité et une stabilité des réglages d'injection qui ont été précieuses au cours de la mise en route du synchrotron. En effet, ces réglages deviennent — dans une large mesure —

([8]) Quelques 10^{-6} mmHg sont obtenus après quelques jours de pompage.

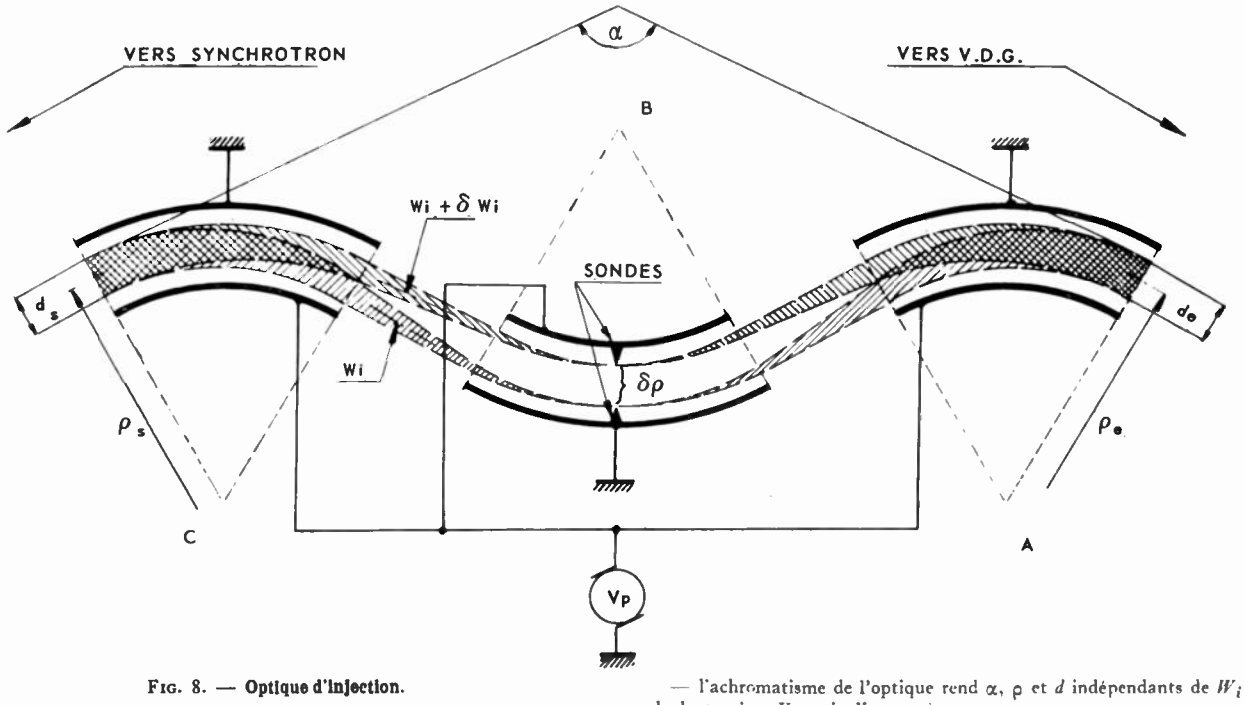


Fig. 8. — Optique d'injection.

La figure représente deux faisceaux dont les énergies sont respectivement W_i et $W_i + \delta W_i$: les faisceaux confondus à l'entrée du système optique restent confondus à la sortie. Ils sont séparés dans le secteur central.

indépendants des fluctuations pouvant subsister soit dans la tension qui alimente les déflecteurs (9) soit dans la tension du générateur électrostatique servant à l'injection.

Les problèmes de stabilisation s'en trouvent considérablement simplifiés (10). En outre, un système achromatique, n'exigeant qu'un accord grossier entre l'énergie des particules et la tension qui alimente les déflecteurs (10), permet — plus facilement que tout autre — de faire croître l'énergie de l'injecteur en synchronisme avec l'accroissement du champ magnétique.

Un tel mode opératoire prolonge la durée de l'injection et augmente le nombre de particules qui sont « accrochées » par la haute fréquence et restent dans le cycle d'accélération (11).

Cet ensemble optique est doté de nombreux réglages mécaniques et électriques permettant d'ajuster la position du faisceau dans les plans horizontal et vertical ainsi que des moyens de contrôle, en position et en intensité. Il permet également d'injecter dans la chambre à vide des « giclées » très brèves de protons (de l'ordre de 1 μs) qui servent à la mise au point de la machine.

(9) A condition, bien entendu, que l'alimentation soit commune aux trois secteurs pour respecter à tout moment leur identité électrique (fig. 8-Vp).

(10) Il suffit que les mouvements du faisceau dans le secteur central, mouvements provoqués par les variations de tension, gardent une amplitude compatible avec le passage libre offert aux particules. Pour l'assurer, la tension du générateur électrostatique est stabilisée à $\pm 10^{-3}$, le signal d'erreur étant fourni par les sondes qui indiquent la position du faisceau dans le secteur central B (fig. 8).

(11) Cette méthode n'est pas encore utilisée à Saclay mais son emploi a été prévu pour un proche avenir.

— l'achromatisme de l'optique rend α, ρ et d indépendants de W_i et de la tension V_p qui alimente les secteurs.

— l'afocalité (avec grandissement égal à 1) conserve le parallélisme du faisceau et sa section ($d_s = d_e$).

1.3.5. *Le système accélérateur*

Les caractéristiques du dispositif accélérateur ont été déterminées par le choix de la fréquence et le désir de limiter la puissance H.F. nécessaire.

Une faible puissance exige l'emploi d'une cavité accordée. Etant donné le domaine de fréquence qui doit être couvert au cours de l'accélération — 0,75 MHz à 8,5 MHz environ — il aurait été difficile de trouver une qualité de ferrite permettant d'accorder la cavité sur toute la gamme sans utiliser une puissance de polarisation extrêmement élevée. Pour l'éviter, la cavité de Saturne est accordée simultanément par deux moyens : un condensateur oscillant à cycle programmé (fig. 9 – Γ) et les ferrites (fig. 9 – C) dont la polarisation (fig. 9 – E) est asservie à un discriminateur de phase monté entre la grille et la plaque de l'étage de puissance (fig. 9 A).

Ce système d'accord s'est avéré très avantageux à tous égards. Il contribue à diminuer la composante réactive de la puissance H.F. car la capacité en fin d'accélération est faible, (voir l'article de MM. Lecomte, Le Gardeur et Taillet). Il permet aussi de laisser subsister un certain flux de fuites magnétiques autour des ferrites et, par voie de conséquence, rend le montage des ferrites dans la cavité facile et rapide. En même temps, la présence d'espace sans ferrite diminue la longueur électrique de la cavité, permettant ainsi d'éviter les effets dimensionnels et l'apparition aux extrémités de la cavité d'un champ magnétique élevé qui conduirait à des pertes prohibitives.

En ce qui concerne le maître-oscillateur, une attention particulière a été apportée au choix des ferrites qui forment l'inductance du circuit oscillant : une sélection effectuée entre plus de 100 types divers a

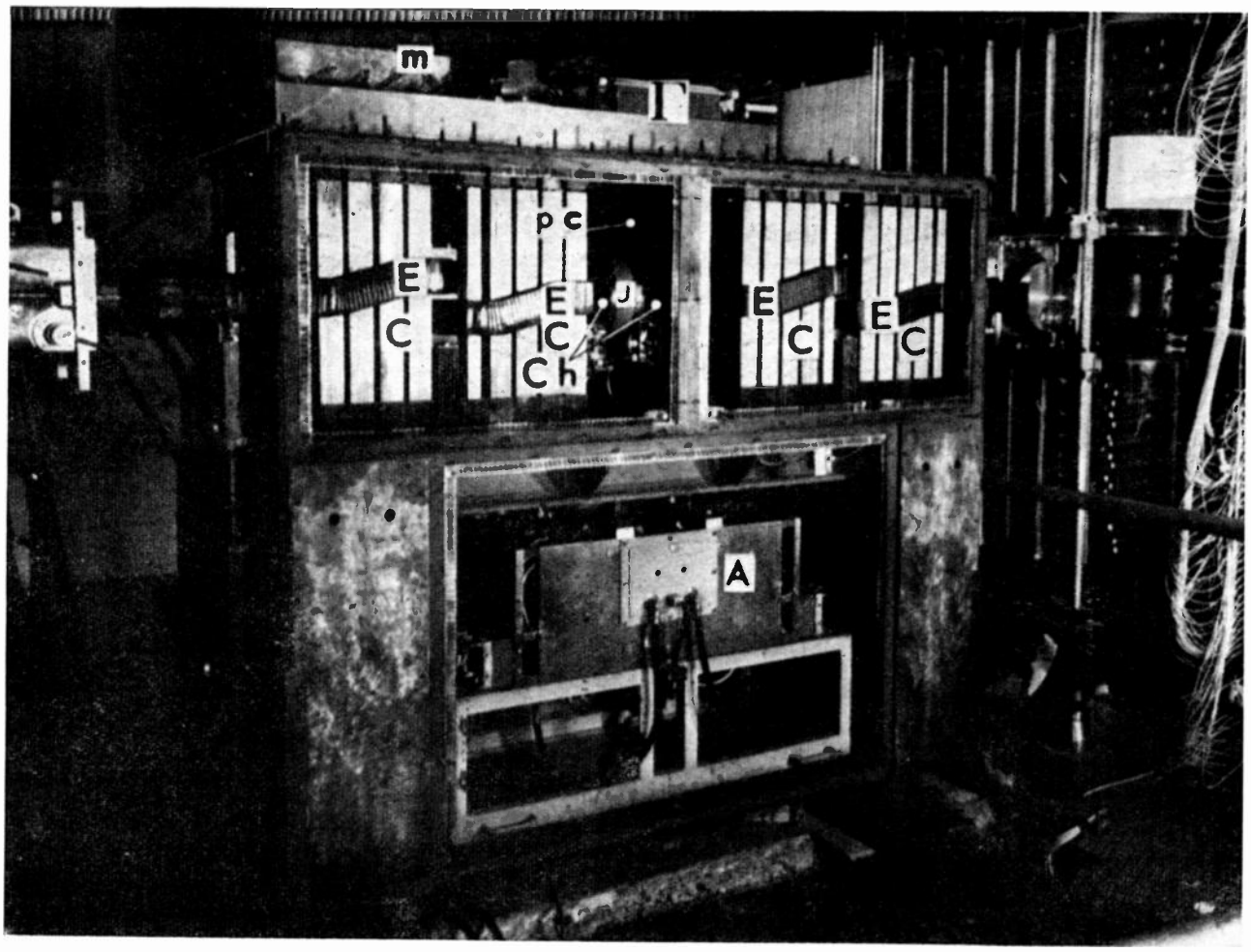


FIG. 9. — **Cavité accélératrice**

C — cadres de ferrites.

E — enroulements de polarisation des ferrites.

Cb — chambre à vide.

J — joint isolant.

pc — paroi de la cavité.

Γ — condensateur oscillant.

m — moteur d'entraînement du condensateur.

A — amplificateur de puissance.

permis de trouver une variété qui donne à la courbe de fréquence du maître-oscillateur, en fonction du champ magnétique, une allure très proche de la forme théorique requise (fig. 10). Ainsi, la correction apportée par le calculateur à diodes reste-t-elle toujours faible — inférieure à quelque 10 % — et le réglage du calculateur s'avère très facile : en fait, nous avons pu monter presque jusqu'à l'énergie finale sans changer le réglage théorique, tel qu'il avait été fait avant l'injection du faisceau.

En même temps que par sa conception générale, le système H.F. est caractérisé par un grand nombre de particularités technologiques : utilisation de la résonance électronique pour le déclenchement du cycle H.F., ainsi que pour la mesure précise du champ magnétique en plusieurs points du cycle ; méthode de mesure de la fréquence correspondant à un champ donné : dispositif de polarisation des ferrites, etc. Leur description, ou même leur énumération, sortirait du cadre de ce résumé et pourra être trouvée dans les articles spécialisés se rapportant au dispositif d'accélération de SATURNE.

4.3.6. *Déclenchement*

Comme nous l'avons indiqué plus haut, le cycle magnétique impose le rythme des opérations qui s'accomplissent durant la phase d'accélération, le retour aux conditions initiales et le temps de repos. L'équipement de l'alimentation comporte un dispositif donnant les signaux de démarrage du cycle et de renversement de la polarité aux bornes de l'aimant. Le premier de ces signaux déclenche une horloge centrale distribuant sur une quarantaine de voies des signaux à des instants déterminés, réglables de milliseconde en milliseconde dans la gamme 1 à 9999 ms, ou de dixième en dixième de milliseconde dans la gamme 0,1 à 999 ms. Ces signaux servent aussi bien aux déclenchements des composantes de la machine qu'aux déclenchements d'appareils de mesure et d'équipements expérimentaux.

Seuls 2 signaux se distinguent du cadencement en temps : celui qui déclenche le dispositif assurant l'asservissement de la fréquence accélératrice au champ magnétique est fourni par une sonde à résonance paramagnétique électronique réglée sur une valeur précise du champ magnétique. Le second

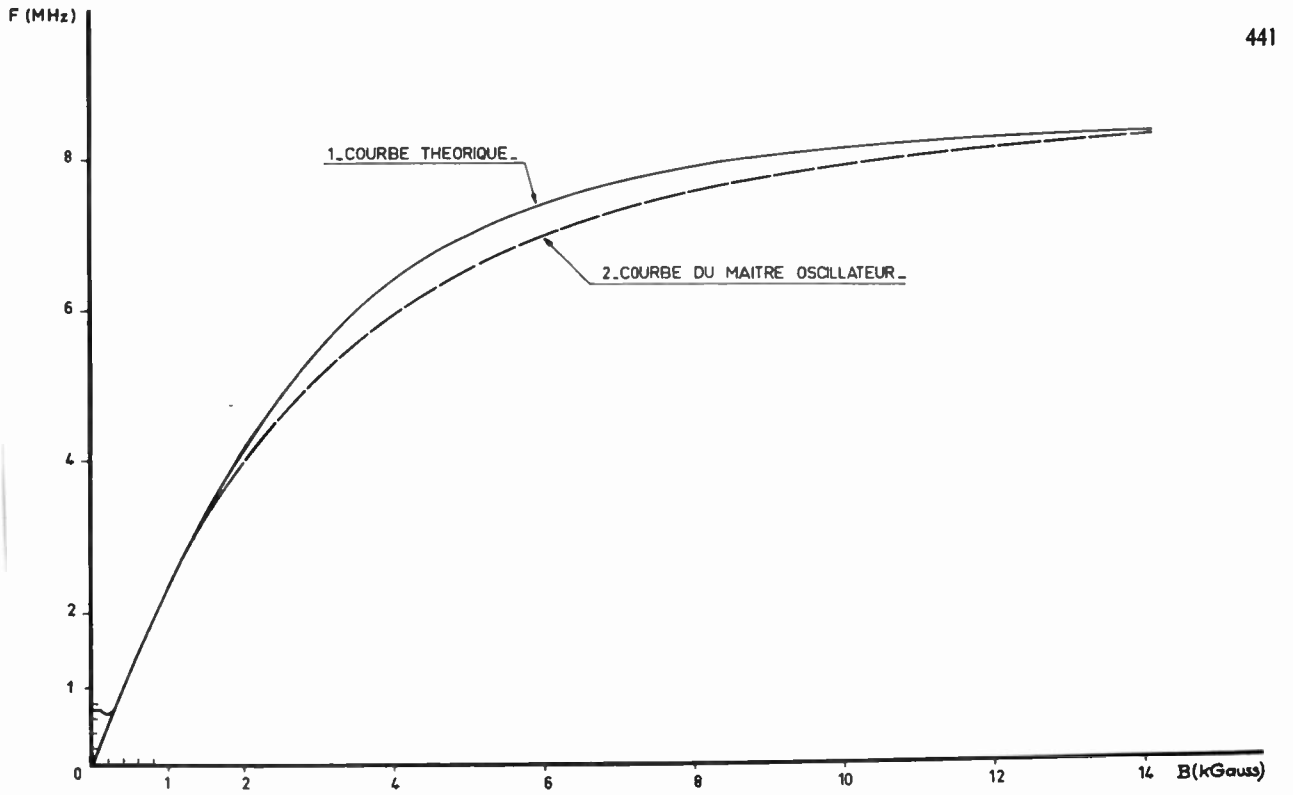


FIG. 10.

Comparaison entre la courbe théorique « champ magnétique *B*, fréquence *f* » et la courbe donnée par le maître oscillateur (sans correction du calculateur à diodes).

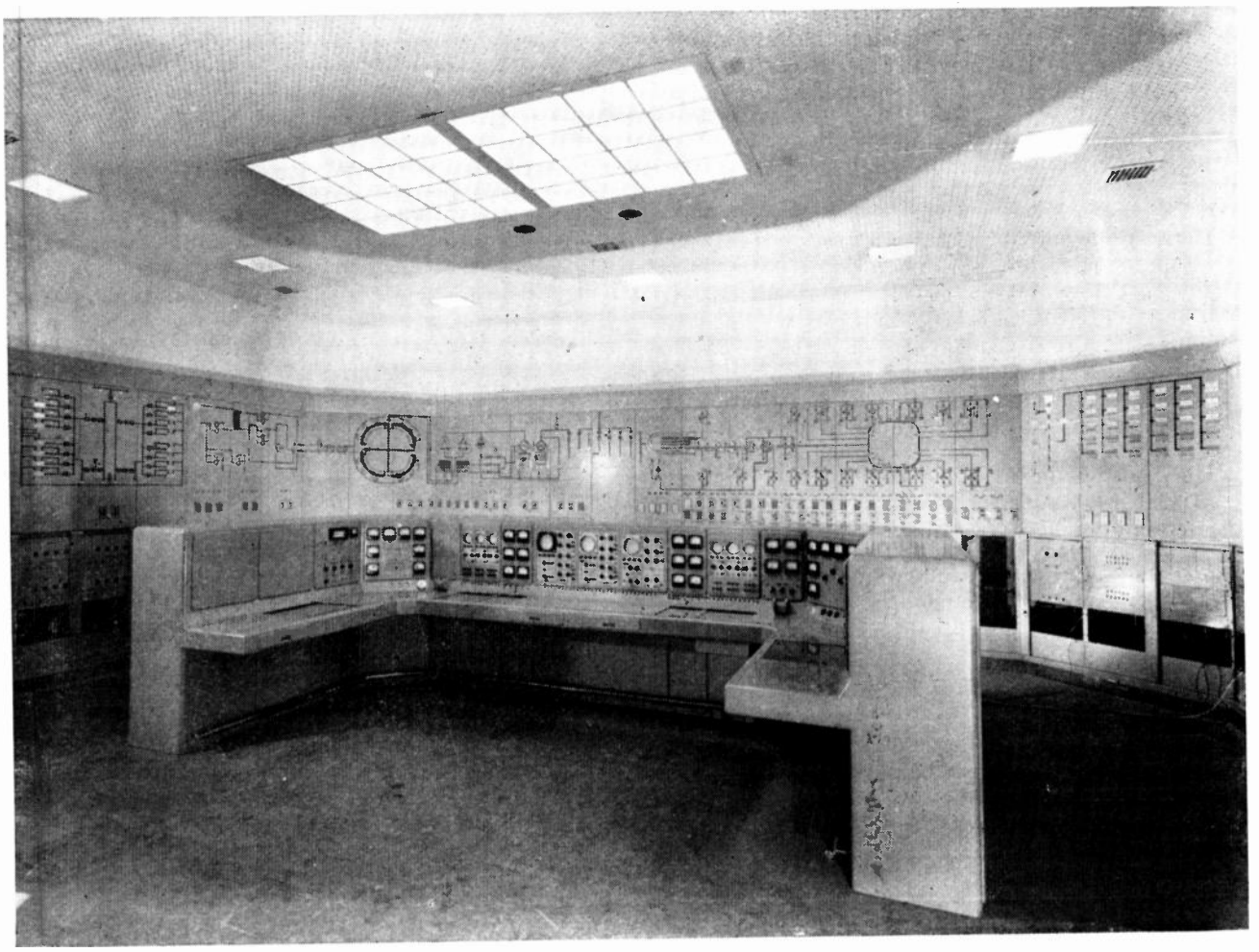


FIG. 11.

Salle de commande principale : vue générale du pupitre et des tableaux synoptiques.

déclenche la source de l'injecteur et, après un retard fixe, l'application de la tension sur l'intervalle accélérateur. Il est produit par le faisceau permanent de 1 μA issu de l'injecteur et tombant sur une sonde placée sur le bord extérieur de la chambre dans le quadrant n° 2.

4.3.7. *Mesures et commandes*

Les équipements possèdent des tableaux locaux permettant leur mise en route et leur contrôle individuel. En outre, une salle de commande regroupe sur un pupitre les contrôles et les réglages nécessaires à l'exécution correcte du cycle de fonctionnement (fig. 2b – II, fig. 11).

5. Disposition générale des bâtiments

Un hall de 2 000 m² desservi par un pont roulant de 20 t, abrite l'électro-aimant séparé de l'aire expérimentale par un mur de protection démontable en béton lourd (fig. 2a et 2b – *M*).

Des galeries périphériques en sous-sol entourent l'aimant extérieurement et intérieurement (fig. 3 – γ_e et γ_i). La première contient essentiellement les équipements de vide et les distributions en fluides pour l'expérimentation, la seconde le contrôle de la réfrigération de l'aimant et le jeu de barres l'alimentant. Dans un sous-sol central (fig. 2a et 2b – *ss*) se trouvent l'alimentation de polarisation de la cavité et la source haute tension de l'optique d'injection. D'autres galeries en sous-sol ont reçu les câbles, jeux de barres et tuyauteries qui relient les divers équipements.

Derrière un mur de protection fixe, on a regroupé dans une annexe dite « Alimentation » de 1 400 m² couverts, l'alimentation de l'électro-aimant, la sous station et la réfrigération (fig. 2b). Une salle de commande auxiliaire située en étage permet de contrôler ces trois ensembles. Elle recevra par la suite les contrôles relatifs aux alimentations de l'éjection qui seront installées dans la même annexe.

Une autre annexe dite « Commandes Mesures » de 1 000 m², également à l'abri des rayonnements derrière un mur fixe, renferme :

— la « salle des gaz » qui groupe les auxiliaires de l'injecteur tels que compresseurs, pompe de circulation, dessicateur (fig. 2b – I) etc. ;

— la salle de commande principale (fig. 2b – – II, fig. 11) ;

— la salle d'électronique où sont groupées toutes les composantes « bas niveau » du système d'accélération, c'est-à-dire tout le dispositif H.F. à l'exclusion des étages de puissance, de la cavité et de sa polarisation (fig. 2b – III) ;

— la salle des tableaux où figure celui du contrôle des rayonnements et où doit être installé celui formant dispatching de l'utilisation (fig. 2b – IV) ;

— la salle de mesures (fig. 2b – V) à la disposition des expérimentateurs pour l'implantation de leur matériel à l'abri du rayonnement.

Des ailes de bureaux et de laboratoires viennent compléter cet ensemble qui totalise 7 000 m², et dont la disposition générale est donnée par la planche II, page 443.

6. Etat actuel de l'accélérateur

Le synchrotron de Saclay a commencé à fonctionner vers la mi-août 1958. Après la période de réglage initial et un arrêt d'environ un mois pour une révision technologique générale, il est entré dans sa vie active en tant qu'appareil de recherche : dès la mi-novembre la plus grande partie du temps utile de la machine a été mise à la disposition des physiciens.

Le temps disponible pour achever la mise au point de l'accélérateur lui-même a donc été fort réduit. Les constructeurs n'ont pu étudier que très partiellement le comportement du faisceau et porter remède aux diverses anomalies observées dans la forme de l'orbite. Parmi ces anomalies, les plus importantes semblent être les suivantes :

a. – le comportement à l'injection n'est pas encore suffisamment compris : pour obtenir un remplissage satisfaisant de la chambre, il a fallu apporter à la valeur de l'indice une correction importante, $n = 0{,}2$. Cette anomalie est d'ailleurs liée aux trois suivantes.

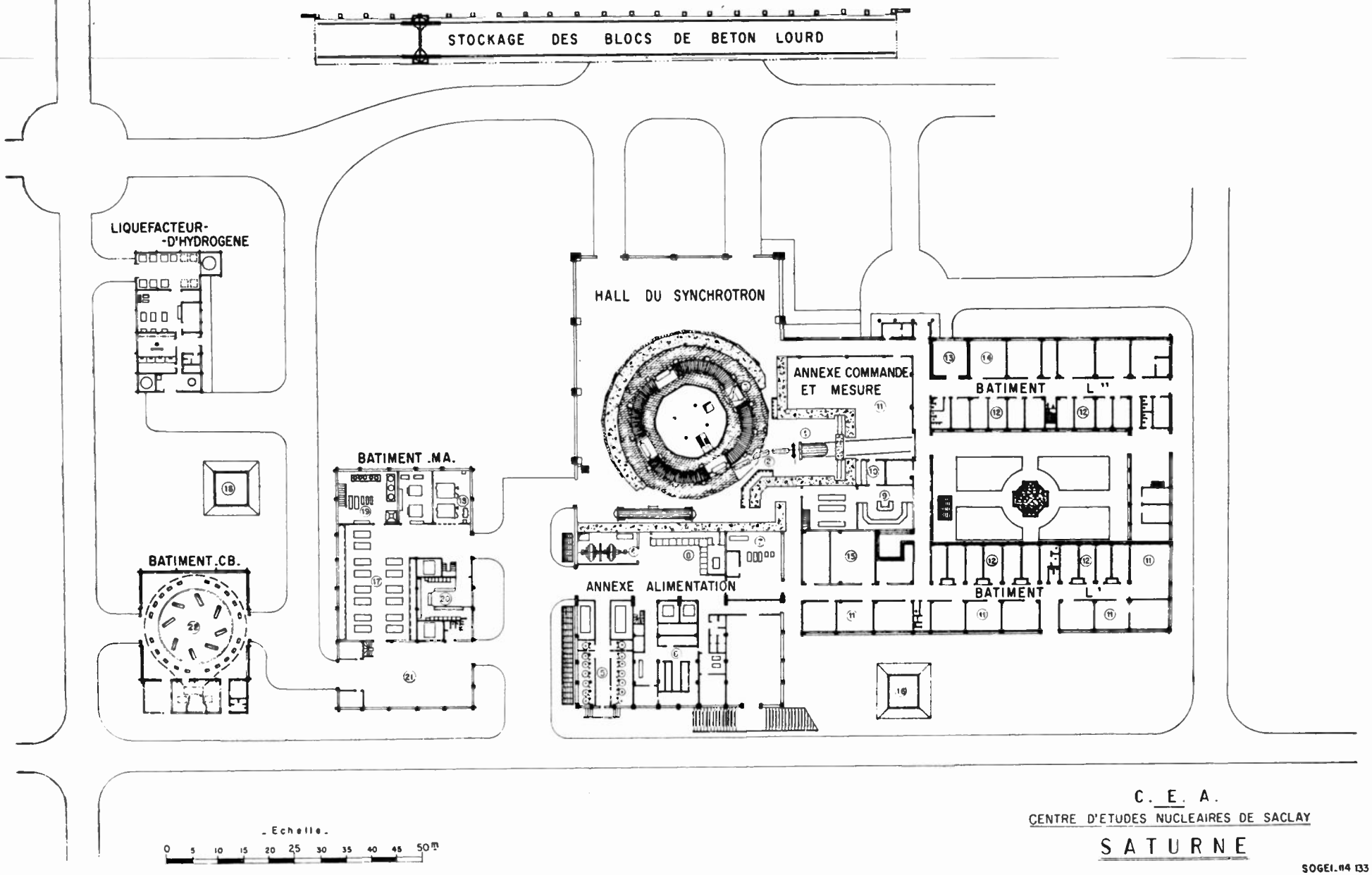
b. – la discordance entre la valeur de l'indice du champ ressortant des mesures magnétiques ($n = 0{,}70$) et celle déduite du comportement du faisceau ($n = 0{,}82$) a été établie par différentes voies : vitesse de spiralisation, pertes sur le dos de l'inflecteur, battements entre fréquences bétatron et fréquences de révolution.

c. – les trajectoires font apparaître une déformation du plan magnétique médian et son déplacement moyen vers le haut ainsi qu'un couplage entre oscillations verticales et horizontales. Ces distorsions disparaissent au cours de l'accélération et le faisceau se retrouve axé sur le plan médian.

d. – l'alimentation de l'aimant introduit des différences entre les valeurs de la composante verticale du champ magnétique par modulation à 240 Hz déphasée de quadrant à quadrant. Des circuits suppresseurs, récemment installés ont permis de réduire considérablement cette composante gênante.

L'expérimentation actuellement en cours a déjà conduit à des résultats partiels ([12]). Elle devra être poursuivie et étendue à l'étude de la capture des particules injectées dans le cycle d'accélération (« accrochage » des particules à la haute fréquence d'accélération).

([12]) Voir l'article de MM. Bronca, Bruck, Gendreau et Salvat : « Etude de l'injection dans Saturne ».



C. E. A.

CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY

SATURNE

SOGEI.114 133

Plan d'ensemble des bâtiments

1 — Injecteur Van de Graff
2 — Optique d'injection
3 — Cavité Haute Fréquence
4 — Groupe d'alimentation du Synchrotron
5 — Cuves polyanodiques
6 — Auxiliaires généraux
7 — Installation de refroidissement du Synchrotron
8 — Alimentation des aimants d'éjection
9 — Salle de commande du Synchrotron
10 — Tableau de contrôle de protection contre les rayonnements
11 — Salle de mesures
12 — Bureaux
13 — Salle du comité de direction
14 — Laboratoires
15 — Magasins
16 — Réfrigérants atmosphériques
17 — Convertisseurs courant continu
18 — Redresseurs ignitrons 4,5 MW
19 — Installation de refroidissement des aimants physiciens
20 — Salle de commande
21 — Hall d'essai des aimants physiciens
22 — Hall d'essai des chambres à bulles

En effet, parmi les particules injectées (10^{12} env.) quelques pour cent seulement atteignent la fin de l'accélération. Si l'intensité en fin d'accélération est passée en six mois, de 10^{8} à 10^{10} particules par impulsion, ce gain de facteur 100 a été obtenu sans que rien d'essentiel n'ait été modifié dans les performances ou les réglages des équipements. Les améliorations ont porté surtout sur un grand nombre de détails technologiques, destinés à augmenter la stabilité et la reproductibilité des réglages et à éliminer les défaillances des diverses composantes.

A côté de cette étude fondamentale du faisceau, il reste à doter SATURNE d'une série d'améliorations prévues depuis longtemps et dont certaines sont en cours de préparation.

Une première, en voie d'étude, est destinée à augmenter l'intensité du faisceau. Elle consisterait à remplacer la source d'ions par une source à grand débit et à élever au cours de l'injection la tension du générateur électrostatique en synchronisme avec l'accroissement du champ magnétique.

Un autre perfectionnement dont l'exécution est très avancée est l'installation d'un système d'éjection du faisceau (système du type Piccioni) qui accroîtrait considérablement les possibilités expérimentales de la machine.

Il reste beaucoup à faire pour préparer les cibles de différents types et pour prévoir le programmage du faisceau et sa distribution entre diverses expériences simultanées ou alternées ([13]).

D'ailleurs, un outil de recherche n'est jamais achevé. Il est destiné à évoluer constamment pour s'adapter aux conditions expérimentales particulières ou pour suivre les progrès de la technique.

Le synchrotron de Saclay aura donc, en permanence, besoin de compétence technique pour s'adapter le mieux et le plus rapidement possible à des expériences sans cesse variables : c'est cette faculté d'adaptation qui donnera en définitive la vraie mesure de sa valeur.

([13]) Pour le moment, en agissant sur l'amplitude de la tension accélératrice on a pu découper dans le faisceau, au cours d'un même cycle d'accélération, des tranches de particules en nombre déterminé et les distribuer sur différentes cibles à des instants différents. Ceci permet de mener simultanément plusieurs expérimentations.

ÉLECTRO-AIMANT

Conception de l'aimant de Saturne

PAR

G. BRONCA, H. BRUCK, G. GENDREAU
J. HAMELIN, G. NEYRET, J. PARAIN
M. SALVAT

Section d'Optique Corpusculaire
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Les paramètres de base résultant d'études préliminaires sont les suivants :

— Forme générale en « champ de course » (quatre quarts de cercle ou quadrants séparés par des sections droites).

— Rayon de courbure de l'orbite d'équilibre $R_0 = 8{,}42$ m.

— Induction maximum $B_0 = 1{,}4$ Ts, pouvant être un peu dépassée.

— Hauteur d'entrefer à l'orbite d'équilibre $e_0 = 15$ cm, valeur devenue 17,5 cm.

— Largeur d'entrefer utile 30 cm, valeur devenue 37 cm pour les besoins de l'éjection du faisceau hors de l'entrefer.

Ces caractéristiques sont très proches de celles du « Cosmotron » de Brookhaven [1].

L'énergie des particules issues de l'injecteur (3,6 MeV) détermine l'induction d'injection : $B_i = 32{,}6.10^{-3}$ Ts.

2. Structure de l'aimant

Bien que deux types d'aimants (forme en H ou C) puissent à priori être considérés, les avantages présentés du point de vue magnétique par la structure en H ont été supplantés par ceux résultant de la commodité d'accès que permet la structure en C ; les installations de vide doivent en effet être réparties à intervalles réduits autour de la machine et l'accès à l'entrefer est indispensable pour de multiples manipulations telles que l'étude et l'utilisation du faisceau.

L'aimant est théoriquement subdivisé pour des raisons de construction en 288 blocs, chacun d'eux correspondant à $\frac{2\pi}{288}$. $R_0 = 181$ mm au droit de l'orbite d'équilibre (1).

Chaque bloc comporte 14 à 15 tôles de 1 cm environ dont l'épaisseur totale est 148 mm ; l'épaisseur minimum d'acier de 145 mm est ajustée par des tôles de 1 mm d'épaisseur.

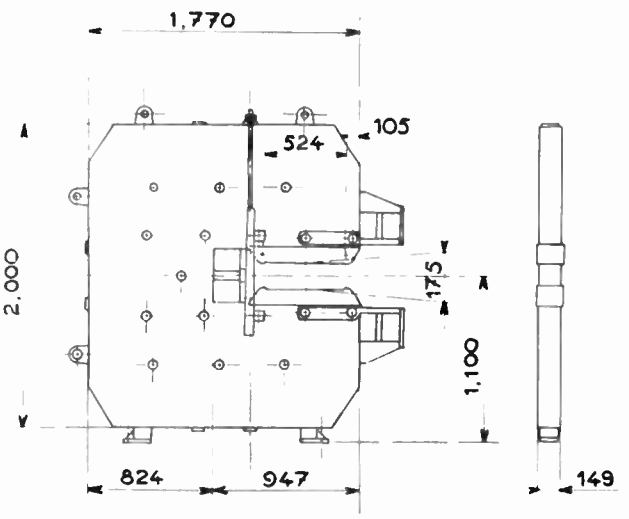


FIG. 1. — Profil d'un bloc de l'aimant.

L'isolation des tôles et de leurs tirants de fixation évite l'introduction de court-circuits dans la masse de l'acier par l'intermédiaire des soudures situées à la périphérie des blocs et rend négligeables les pertes par courants de Foucault.

(1) Mais la présence du champ de fuite aux extrémités de quadrants ramène le nombre de blocs à 284.

Les blocs étant à faces parallèles, leur répartition suivant la courbure de l'orbite laisse subsister des intervalles d'air dont la dimension à l'orbite d'équilibre est fonction de la dimension radiale des blocs. L'induction dans l'acier, du fait de ces intervalles, devrait être 1,25 B_o au voisinage de l'entrefer et à l'orbite d'équilibre où l'épaisseur d'air correspondante est de 3,5 cm.

Le fait d'avoir séparé les pièces polaires des blocs a réduit cet intervalle à 1,4 cm et l'induction dans l'acier à 1,13 B_o, la distorsion azimutale de l'induction dans l'entrefer est du même coup rendue négligeable.

Comme on le verra dans ce qui suit, l'induction dans la pièce polaire a une grande importance sur la distribution de l'induction d'entrefer.

La pièce polaire a 170 mm pour 163 mm d'épaisseur utile d'acier, elle est constituée de tôles de 2 mm.

La conception de l'aimant avec pièces polaires amovibles introduit des tolérances mécaniques plus sévères sur les dimensions d'entrefer, elle a par contre apporté les avantages suivants :

— Possibilité de construire les blocs avant de connaître le profil définitif des pièces polaires, d'où gain de temps important dans l'édification de l'aimant.

— Possibilité de donner aux tôles des pièces polaires une épaisseur inférieure à celle des blocs, rendant négligeables l'effet des courants de Foucault sur la distribution du champ dans l'entrefer et les fluctuations statistiques des propriétés magnétiques des tôles.

— Simplification de la forme du profil des blocs, tout particulièrement ici où la hauteur de la fenêtre de la bobine intérieure est plus grande que l'entrefer.

— Possibilité de réaliser éventuellement la correction du champ à la saturation par crénelage [2].

2.1. Caractéristiques magnétiques des pièces polaires

La distribution du champ dans l'entrefer est déterminée par le profil des pièces polaires.

Les conditions de stabilité du faisceau imposent la loi de variation de l'induction ; elle est linéaire et doit satisfaire dans le plan médian de l'entrefer à la relation :

$$B = B_o \left(1 - \frac{n}{R_o} \Delta R\right)$$

R_o = Rayon de l'orbite d'équilibre,

B = Induction à la position R,

ΔR = Ecart radial de l'orbite d'équilibre.

B_o = Induction à la position R_o,

$n = \dfrac{R_o}{B_o} \dfrac{dB}{dr}$ est l'indice du champ.

Cette loi de variation correspond, dans le cas où les pièces polaires sont équipotentielles, à un profil hyperbolique qui, pour les valeurs de n faibles (c'est le cas ici où $n = 0{,}6$) est pratiquement rectiligne.

Si les pièces polaires sont équipotentielles, la chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est indépendante de la position radiale ; dans ces conditions B et e étant l'induction et la hauteur d'entrefer à une position radiale quelconque de l'entrefer, on a : $B \cdot e = B_o \cdot e_o$ et l'indice n peut s'écrire sous la forme :

$$n = \frac{R_o}{e_o} \operatorname{tg} \alpha_o$$

α_o étant l'angle des faces polaires et e_o la hauteur d'entrefer à l'orbite d'équilibre R_o.

La valeur finale de α_o qui résulte de l'étude expérimentale sur les modèles [2] est :

$\alpha_o = 11{,}22.10^{-3}$ rd. Il lui correspond la valeur effective de l'indice $n = 0{,}576$ pour $0{,}3 < B_o < 0{,}75$ Ts. A la tolérance mécanique de $\pm\ 8.10^{-4}$ rad admise pour la construction des pièces polaires correspond un écart maximum $\delta n = \pm\ 0{,}036$ sur la valeur de l'indice.

Le flux de fuite qui pénètre aux extrémités de la pièce polaire tend à la saturer.

La composante radiale du champ qui en résulte crée une variation du potentiel magnétique dans la pièce polaire de sorte qu'à la saturation les faces de l'entrefer ne sont plus équipotentielles.

L'existence d'un défaut δn de l'indice est liée à la distribution du potentiel magnétique sur les faces de l'entrefer par la relation :

$$\delta n = \frac{2 R_o}{e_o} \frac{\operatorname{tg} \delta}{\mu} \qquad (1)$$

e_o = hauteur de l'entrefer,

μ = perméabilité de la pièce polaire,

δ = (voir figure 2).

Les dessins des figures 2 et 3 donnent la distribution de l'induction et du potentiel pour deux profils différents dans les extrémités des pièces polaires.

Le profil de la figure 3 fut utilisé pour les pièces polaires de Saturne comme donnant le minimum de défaut à la saturation, la distribution de l'induction dans l'acier étant uniforme.

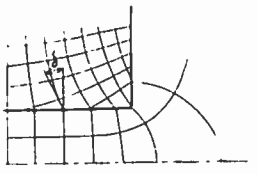


Fig. 2. — Distribution de l'induction dans un profil à angle droit.

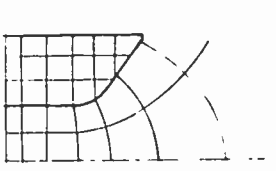


Fig. 3. — Distribution de l'induction dans la pièce polaire pour le profil galbé.

L'extension radiale de la partie rectiligne des pôles fut déterminée à la cuve électrolytique avec le profil de la figure 3 et l'adjonction de cornes de correction aux extrémités a réduit la zone de champ perturbée dans la partie rectiligne des faces polaires à un demi-entrefer. Cette zone radiale perdue était de un entrefer sans cornes de correction. Les pièces polaires d'extrémité de quadrant ont reçu un profil azimutal analogue au profil radial ; la carte du champ de fuite reste ainsi à peu près invariante et peut être ajustée de façon à compenser exactement l'absence d'un bloc par quadrant.

Le profil des pièces polaires qui résulte de ces considérations a permis d'évaluer approximativement les caractéristiques de l'aimant (flux, ampères-tours, dimensions des blocs) et de déterminer les caractéristiques principales des bobines.

2.2. Caractéristiques des bobines

La loi de montée linéaire de l'induction impose que le temps de montée t_0 correspondant à l'induction B_0 maximum soit petit devant la constante de temps T de l'aimant pour que l'on puisse confondre la loi exponentielle avec la pente à l'origine.

La tension d'alimentation étant supposée constante, on aura donc :

$$B \propto I \simeq \frac{V}{L} t, \quad \text{pour } \frac{t_0}{T} \ll 1$$

D'autre part, la constante de temps exprimée en fonction des caractéristiques de l'aimant et de la bobine s'écrit :

$$T = \frac{\Phi}{NI} \frac{S}{\rho L_0} \qquad (2)$$

Φ et NI sont le flux et les ampères-tours à l'induction B_0 ; S et L_0, la section totale et la longueur de la spire moyenne des bobines.

La relation (2) montre que la section totale de cuivre des bobines est proportionnelle à la constante de temps.

Les pertes Joule par cycle et la tension de l'aimant s'écrivent respectivement :

$$P = \Phi \cdot NI \cdot \alpha^2 \frac{\tau}{T} \qquad (3)$$

où α est le facteur de forme du cycle, τ sa période et :

$$\frac{U}{N} = \frac{\Phi}{T\left(1 - e^{-\frac{t_0}{T}}\right)} \qquad (4)$$

Les relations (3) et (4) montrent que la tension d'alimentation et les pertes Joule décroissent en fonction de T ; l'étude de la variation de ces caractéristiques pour une forme de cycle triangulaire (déterminant α) et des conditions de cyclage données t_0 et τ a conduit à prendre une constante de temps $T \simeq 4\ t_0$ valeur pour laquelle la tension d'alimentation est déjà voisine de sa valeur asymptotique.

Cette valeur approximative de la constante de temps permet de satisfaire la loi de variation de l'induction et a servi de base pour les caractéristiques des bobines.

Une étude d'optimisation du prix de revient de l'aimant en relation avec les problèmes d'alimentation devait conduire à une section plus grande des conducteurs extérieurs à l'aimant.

2.3. Distribution de l'induction et dimensions de la culasse

Les caractéristiques principales des bobines et des pièces polaires ainsi déterminées ont permis d'obtenir la distribution complète de l'induction incluant les flux de fuite des pièces polaires et des bobines (figure 4).

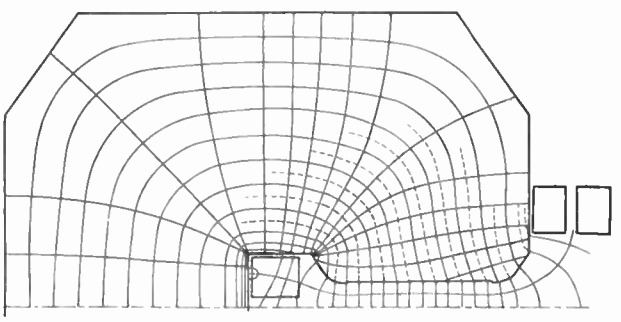


Fig. 4. — Distribution de l'induction dans un bloc de l'aimant.

Les dimensions principales des blocs de l'aimant représentées dans la figure 1 furent déduites de cette distribution pour une induction de 1,4 Ts à l'orbite d'équilibre à laquelle correspond 1,85 Ts dans la culasse ; les ampères-tours totaux pour cette même induction sont de $2{,}5.10^5$.

Les caractéristiques magnétiques de l'aimant sont groupées à la fin de cet article.

La distribution du champ magnétique de l'entrefer a été étendue à la culasse dans le but d'évaluer l'importance du défaut δn de l'indice à la saturation.

La figure 4 donne une représentation graphique des lignes d'induction et des équipotentielles du circuit magnétique de l'aimant doté des pièces polaires. Cette distribution obtenue graphiquement par la méthode de Th. Lehmann [3] tient compte de la non uniformité de la perméabilité.

La cuve électrolytique a également été utilisée dans ce but avec un fond modelé [4] permettant de tenir compte de la perméabilité variable, les deux méthodes ont donné des résultats concordants.

Cette distribution est valable pratiquement pour les inductions dans l'acier allant de 1,6 à 2,5 Ts ; ces valeurs limites correspondent aux inductions d'entrefer de 1,2 et 1,5 Ts.

L'expression du défaut δn (1) a permis de calculer à partir de cette distribution la loi de variation $\delta n = f(B_o, R)$ représentée dans la figure 5 par les courbes pointillées.

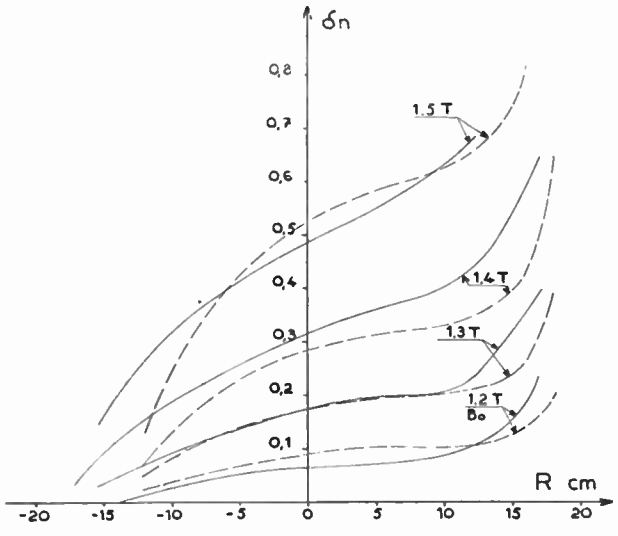


FIG. 5. — Courbes $\delta n(R)$, théoriques et expérimentales.
Courbe expérimentale ——————
Courbe déduite du tracé de Lehmann — —

L'étude entreprise sur les modèles a vérifié ces résultats comme le montrent les courbes expérimentales en trait plein de cette même figure.

Ces résultats mettent en évidence que la cause essentielle de la détérioration de l'indice provient du fait que la bobine extérieure située relativement haut augmente le flux de fuite extérieur de l'aimant. Ce flux de fuite crée une composante radiale dans la pièce polaire qui est l'origine du défaut. On vérifie également par ces résultats la validité de la loi de détérioration de l'indice du champ $\delta n \propto \frac{1}{\mu}$ qui découle de l'invariance de la distribution de la figure 4 (constance de δ) dans le domaine considéré des hautes inductions.

3. Forces s'exerçant sur l'aimant

3.1. Point de vue théorique

Un corps aimanté peut être considéré comme constitué par une distribution de doublets magnétiques. A un élément de volume dv, correspond un doublet élémentaire de moment magnétique :

$$\overrightarrow{dM} = \vec{I}\, dv \qquad (5)$$

I étant l'intensité d'aimantation, en général fonction des points.

(Il existe de plus un moment résultant dont nous ne nous occuperons pas).

La force élémentaire sur ce doublet est :

$$\vec{df} = (\overrightarrow{dM} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}) \cdot \vec{H} = (\vec{I} \cdot \overrightarrow{\text{grad}})\, \vec{H} \cdot dv \qquad (6)$$

et la force totale est :

$$\vec{f} = \int (\vec{I} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}) \cdot \vec{H}\, dv \qquad (7)$$

On peut montrer [5] que la force totale s'exerçant sur un corps A est équivalente à un système de forces s'exerçant sur une surface (non matérielle si l'on veut, c'est-à-dire extérieure au corps considéré) de forme quelconque entourant les corps polarisés A. Ces forces sont celles qui proviennent du tenseur de Maxwell, qu'on peut obtenir en tout point si on sait mesurer ou prévoir par des tracés graphiques le champ total extérieur au corps A.

Ceci permet donc de ne pas s'occuper du corps polarisé lui-même et de tracer un volume entourant le corps A au mieux pour les calculs : par exemple on pourra profiter des symétries.

En résumé la force volumique donnée par (7) peut s'écrire sous la forme d'une force de surface suivant :

$$f^i = \int_s T^{ij} n_j\, dS \qquad (8)$$

T^{ij} étant le tenseur de Maxwell.

$$T^{ij} = \mu_o \left(H^i H^j - \frac{1}{2}\, \delta^{ij}\, H^k H_k\right) \qquad (9)$$

On a $H^k H_k = (H)^2$ et sous forme explicite :

$$T^{ij} = \mu_o \begin{vmatrix} (H^1)^2 - \frac{1}{2}(H)^2 & H^1H^2 & H^1H^3 \\ H^2H^1 & (H^2)^2 - \frac{1}{2}(H)^2 & H^2H^3 \\ H^3H^1 & H^3H^2 & (H^3)^2 - \frac{1}{2}(H)^2 \end{vmatrix} \qquad (10)$$

La forme (8) est équivalente à la formule vectorielle :

$$f = \mu_o \int_s \left[(\vec{H} \cdot \vec{n})\, \vec{H} - \frac{1}{2}(\vec{H})^2 \vec{n}\right] ds \qquad (11)$$

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

La normale à considérer est la normale dirigée vers l'extérieur de S.

Le champ H était généralement obtenu par des tracés de Lehmann.

3.2. Valeurs numériques

Les différents schémas suivants montrent les forces qu'on a calculées : le point d'application, le sens d'application et l'intensité :

1) *forces sur les blocs*

2) *forces sur les pièces polaires*

3) *forces sur les lames des pièces polaires tendant à séparer les feuillets*

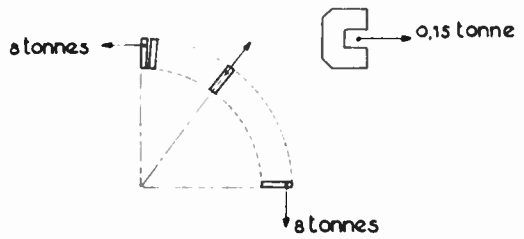


FIG. 6. — Forces s'exerçant sur les blocs.

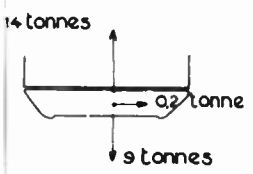


FIG. 7. — Forces s'exerçant sur les pièces polaires.

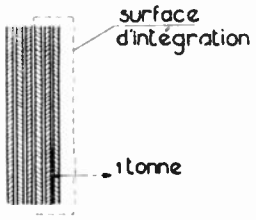


FIG. 8. — Forces s'exerçant sur les lames des pièces polaires aux extrémités.

4) *Forces sur les lames des pièces polaires en bout de quadrant.*

Se reporter à la figure 8, mais $f = 2$ tonnes (la différence avec la force de 1 tonne trouvée plus haut provient du champ de fuite).

4. Forces s'exerçant sur la bobine

Les forces ont pour expression générale :

$$\vec{F} = \int_c (\vec{j} \Lambda \vec{B})\, dv$$

c désignant le volume des conducteurs.

Les tracés de LEHMANN ont permis de connaître partout $\vec{B}$ et d'établir le schéma général des forces ci-après :

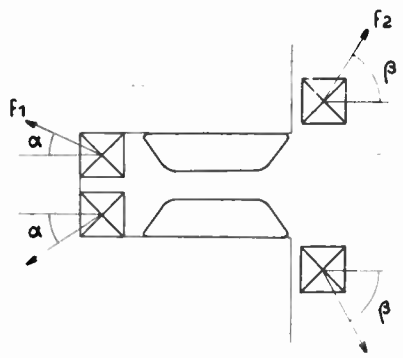


FIG. 9. — Forces s'exerçant sur les bobines.

direction des forces $\begin{cases} \operatorname{tg} \alpha \simeq \frac{1}{3} \\ \operatorname{tg} \beta \simeq 3 \end{cases}$

intensité par mètre de bobinage :

$f_1 = 5.10^4$ N/m, soit 850 kg par bloc

$f_2 = 4.10^4$ N/m, soit 680 kg par bloc

5. Caractéristiques finales de l'électro-aimant déduites des modèles

Rayon de courbure de l'orbite d'équilibre R_o = 8,42 m

Induction à R_o = 1,4 Ts

Hauteur d'entrefer à R_o = 175 mm

Indice du champ (pour $B_o = 0{,}70$ Ts) = 0,58

Angle des pièces polaires $\alpha_o = 11{,}22.10^{-3} \pm 8.10^{-4}$ rad.

Zone radiale de champ utilisable = 38 cm

Dimension radiale de la partie droite des pièces polaires = 527,5 mm

Flux total maximum de l'aimant = 66 Wb

Induction maximum dans la culasse = 1,85 Ts

Induction moyenne de la pièce polaire = 1,7 Ts

Ampères Tours = $2{,}5.10^5$ (I = 3990 A)

Nombre de conducteurs par bobine = 64

Nombre de bobines en série = 4

Densité de courant maximum :

Conducteur intérieur = 9,75 A/mm²

Conducteur extérieur = 4,75 A/mm²

Conducteur d'extrémité de quadrant = 3,3 A/mm²

Energie électromagnétique emmagasinée dans l'aimant = 9 300 kJ.

Caractéristiques de l'acier :

Composition chimique :

C = 0,045 % Si = 0,046 %

P = 0,027 % S = 0,020 %.

Perméabilité pour : B = 0,1 Ts μ = 650

= 0,7 = 1 550

= 1,9 = 120

Poids de fer = 1 040 tonnes

Poids de cuivre = 55 tonnes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BLEWETT J.P., BLEWETT M.H., GREENE G.K., MOORE W.H., SMITH L.W. — *Rev. Scient. Inst.*, 1953, **24** (9), p. 737.

[2] BRONCA G., BRUCK H., HAMELIN J., NEYRET G., PARAIN J. — Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 463.

[3] LEHMANN Th. — *Rev. Gén. Elec.*, 1926, **19**.

[4] BRUCK H., GENDREAU G. — *Actes des Journées Internationales de Calcul Analogique*, 1955, p. 322-325.

[5] OUVRY J., SALVAT M. — Forces pondéromotrices s'exerçant sur un corps aimanté et sur des courants. Application au synchrotron de Saclay, rapport interne OC-1.

Etude de construction, fabrication et montage de l'électro-aimant de Saturne

PAR

G. ARMAND, J. LUTZ

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

I. Généralités

L'électro-aimant constitue l'élément le plus important en volume d'un synchrotron à protons. On pouvait penser à priori que son prix de revient était une part importante du coût total de l'installation, compte-tenu de son incidence directe sur le prix de son alimentation. On était certain que la conformité aux données théoriques de la forme du champ magnétique (à toutes les valeurs d'induction et en tous points de sa périphérie) et la conservation dans le temps de cette conformité étaient les critères essentiels de la validité fonctionnelle de l'électro-aimant.

Ces deux considérations de prix et de validité justifiaient une étude théorique, des mesures sur modèles, et une étude technologique approfondies. On a lu, par ailleurs, le compte-rendu des travaux qui ont conduit à la fixation des valeurs des paramètres principaux de dimensionnement :

— rayon nominal,

— nombre et dimension des sections droites,

— extension radiale et verticale de l'entrefer,

— section du circuit magnétique,

— section et position relative des bobines d'excitation.

On aura lu également l'exposé des motifs qui nous ont conduits à utiliser des pièces polaires séparées des culasses.

Enfin, comme autre donnée du problème posé, nous avions eu la faveur de pouvoir nous inspirer profondément du Cosmotron de Brookhaven et, bien que nous n'ayons pas toujours suivi strictement la technique américaine, nous avons été considérablement aidés par la connaissance préalable des difficultés à vaincre.

2. Description

L'électro-aimant de Saturne se compose de :

— 284 blocs-culasses répartis également entre 4 quadrants dont l'ouverture équivalente magnétique est de 90°.

— 568 pièces polaires séparées des culasses dont 16 pièces polaires de forme particulière placées en extrémité des quadrants

— 8 bobines d'excitation disposées dans chacun des 4 quadrants, de part et d'autre de l'entrefer

— plaques de scellement et socles de fixation des blocs-culasses

— pièces de fixation des bobines et des pièces polaires.

3. Etude de construction

Elle fut conduite en plusieurs étapes, à la faveur de la construction des modèles successifs d'échelle croissante et des enseignements que nous en retirions, en cours de réalisation ou de fonctionnement pour l'expérimentation électromagnétique. Cela nous conduisit à la fabrication d'un modèle en vraie grandeur composé de cinq blocs. La liasse de plans élaborée à cette occasion fut reconduite pour la fabrication de l'aimant lui-même sans notable modification, sauf l'isolation des bobines, entièrement reprise par le fabricant de l'aimant, la Société ALSTHOM.

3.1. DIMENSIONNEMENT — TOLÉRANCES GÉNÉRALES

Les dimensions de base furent, comme nous l'avons dit plus haut, déterminées par les résultats des études théoriques préalables relevant :

— du programme d'expérimentation envisagé (fixation de l'énergie maximum),

— de la nature du circuit magnétique (dimensions de culasse, dimension et position des bobines d'excitation),

— de la théorie de l'orbite (forme des pièces polaires, ouverture radiale et verticale utiles de la chambre).

La structure générale de l'aimant ainsi déterminée apparaît sous la forme de quatre segments toriques appelés « quadrants », de rayon nominal de 8,419 m à l'orbite dite d'équilibre et dont les centres sont situés aux sommets d'un carré de 4 m de côté. Les quadrants sont ainsi raccordés par des « sections droites » de 4 m de longueur.

La section du tore est de forme rectangulaire de 1,77 × 2,00 m à pans coupés, l'ouverture de l'entrefer étant orientée vers l'extérieur. Cette structure dite en « C » nous a semblé préférable à celle dite « en H » dont l'entrefer, entièrement entouré par la

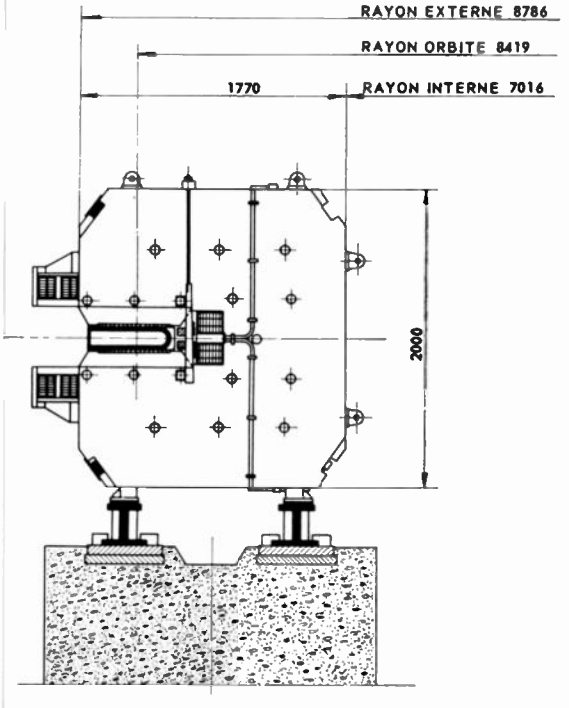


FIG. 1. — Vue en coupe de l'aimant.

culasse, est très difficilement accessible. En effet, les nécessités d'accès à l'entrefer sont nombreuses et importantes, notamment pour la commodité des mesures de champ, du montage et des contrôles d'étanchéité de la chambre, pour permettre l'expérimentation sur faisceau interne sur tout le périmètre de la machine et faciliter l'éjection du faisceau. Ces avantages compensent largement les inconvénients d'un champ de fuite un peu plus important et d'une constance de forme de champ plus délicate à obtenir.

Chaque quadrant se subdivise en 71 blocs-culasses élémentaires. L'épaisseur de chaque bloc devrait être aussi grande que possible au niveau de l'entrefer de façon à réduire le plus possible les effets de saturation aux valeurs élevées du champ.

Si l'on voulait donner à cette épaisseur la plus grande valeur possible, on serait conduit à la rendre radialement décroissante de façon à permettre la juxtaposition des blocs. C'est là une complication de la structure des blocs feuilletés extrêmement coûteuse. Nous avons opté pour une épaisseur constante, égale à la corde intérieure diminuée de 4 mm. Ces ± 2 mm représentent donc l'erreur totale de forme tolérable sur l'épaisseur finie de chaque bloc. Une telle tolérance sur un empilage de 14 tôles épaisses, brutes de laminage, et de 13 feuilles d'isolant, était presque une gageure. Nous verrons plus loin comment nous y sommes parvenus, sans aucune retouche ultérieure, grâce à l'extraordinaire précision de laminage obtenue par la SOLLAC et au grand soin apporté à l'empilage par la Société ALSTHOM.

Les pièces polaires rapportées, de 20 mm plus épaisses que les blocs, permettent un accroissement correspondant de la largeur d'acier au voisinage de l'entrefer.

L'épaisseur maximum des tôles élémentaires constituant les blocs fut arrêtée à 10,35 mm en considérant les pertes admissibles par courants de Foucault.

Les tôles de pièces polaires devant être profilées avec une grande précision (± 0,03 par rapport au profil théorique), nous avons déterminé que le moyen le plus économique de les obtenir était le découpage à froid, après recuit. Cela a pratiquement limité à 2 mm l'épaisseur des tôles.

Les autres dimensions et le profil des pièces polaires résultèrent, après mesures magnétiques, de l'extension radiale du champ utile et de sa forme caractérisée par l'indice de champ n défini par ailleurs. Enfin, tant pour les culasses que pour les pièces polaires, le foisonnement des empilages de tôles devait être minimum. Nous décrirons plus loin les techniques qui nous ont permis de satisfaire cette exigence.

La tolérance globale de dimension et de forme de l'entrefer était de ± 0,5 mm et $5{,}6.10^{-3}$ rad.

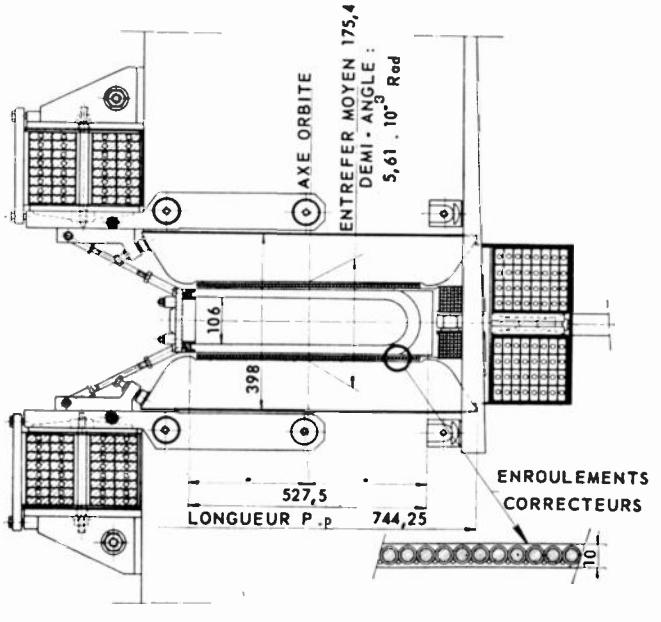


FIG. 2. — Détail de l'entrefer.

Nous avons reporté cette tolérance globale en tolérances partielles sur chacun des éléments constituant l'entrefer en fonction de la difficulté d'usinage de chacun de ces éléments et cela de la façon suivante :

— Faces d'appui des pièces polaires sur la culasse : parallélisme et cote réelle : 388 ± 0,05 ;

— Epaisseur de l'isolant interposé entre culasse et pièces polaires : 1 ± 0,03 ;

— Hauteur et forme des pièces polaires après collage :

— à l'orbite d'équilibre : $110{,}3^{+0{,}2}_{-0{,}1}$

— en angle : $\pm\ 10^{-3}$ rd.

Le dimensionnement des bobines fit l'objet d'une étude théorique préalable exposée par ailleurs. La section totale de cuivre et la forme du circuit magnétique furent déterminées par une optimisation en fonction des densités de courant admissibles. La section unitaire des conducteurs est de forme rectangulaire de 32×17 pour les demi-bobines intérieures et 50×17 pour les demi-bobines extérieures. L'une et l'autre de ces sections sont percées d'un trou central de Ø 10 prévu pour la circulation de l'eau de réfrigération. Les connexions d'extrémité entre chaque conducteur des demi-bobines intérieures ne sont pas refroidies. Leur section fut fixée à 80×17 en cuivre plein, la densité de courant résultante autorisant le refroidissement naturel dans cette structure assez aérée.

L'ordre de connexion fut déterminé sur maquette de façon à réaliser simultanément la symétrie la plus parfaite et à minimiser les champs parasites tout en assurant des différences de tension aussi faibles que possible entre deux conducteurs voisins.

L'isolation entre conducteurs et à la masse fut étudiée et dimensionnée par la Société ALSTHOM pour une tension maximum en service de 6 kilovolts. Nous en décrirons plus loin la mise en œuvre. Les bobines sont assujetties sur la culasse par un système de clavettes et de coins écarteurs pour la demi-bobine intérieure et par boulons et brides pour la bobine extérieure. La fixation des connexions frontales posait un problème particulier. En effet, elles sont soumises à des efforts cycliques provenant d'une part des forces électromagnétiques qui s'exercent sur les conducteurs placés dans le champ variable de fuite en extrémité de quadrant et, d'autre part, des effets de dilatation différentielle entre conducteurs et culasses. Si l'on accepte des fixations souples, on doit tolérer des déformations importantes qui peuvent provoquer localement des ruptures de fatigue. Si l'on bride rigidement, on réduit ces déformations et on accepte des contraintes que l'on peut ainsi répartir d'une façon moins aléatoire dans la masse du conducteur.

Nous avons opté pour cette deuxième solution en nous réservant de mesurer en fonctionnement les contraintes réelles. Nous décrivons plus bas cette opération délicate. Nous n'avons, jusqu'à ce jour, eu aucun déboire de ce fait ; toutefois, devant la répétition d'incidents graves survenus sur une machine similaire par suite de la rupture spontanée de conducteurs d'extrémité, nous avons étudié un système de connexions par tresses souples qui, malgré leur encombrement, est susceptible de donner la solution définitive de ce problème.

La fixation des connexions frontales est obtenue, après entretoisage des conducteurs, par bridage très énergique sur des équerres extrêmement robustes liées solidement aux blocs d'extrémité de quadrants. A cet effet, ces blocs sont renforcés par une tôle terminale de 25 mm d'épaisseur. Enfin, l'effort électromagnétique considérable qui tend à éloigner l'une de l'autre les connexions supérieures et inférieures est équilibré par de forts tirants reliant les branches horizontales des équerres d'appui des conducteurs. Ce système de tirants et d'équerres contribue également à la rigidité des blocs d'extrémité que les efforts magnétiques tendent à cintrer vers l'extérieur (voir ci-dessous « mesures de déformations et contraintes »).

3.2. ESSAIS TECHNOLOGIQUES ET MESURES

3.2.1. *Techniques d'assemblage*

Il était nécessaire d'examiner avec le plus grand soin les différentes possibilités d'assemblage de tôles en fonction des nécessités d'ordre magnétique ou mécanique auxquelles étaient soumis les blocs culasses et les pièces polaires. Il va sans dire qu'un choix fait à partir d'un examen critique des possibilités technologiques a été soumis à la sanction de l'expérience dans les différents modèles exécutés, avant démarrage de toute fabrication.

3.2.1.1. *Exigences magnétiques.* Du point de vue magnétique, les nécessités de construction impliquent un certain nombre de défauts, de discontinuités. Il est en tout cas évident que ces défauts ou discontinuités auront d'autant plus d'effets qu'ils seront situés dans des régions plus proches de l'entrefer. C'est dire que de ce point de vue l'on pourra se permettre beaucoup moins d'approximations sur les pièces polaires que sur les blocs.

On a vu par ailleurs, que le développement de courants de Foucault rendait nécessaire le « feuilletage » des blocs-culasses en tôles de 10 mm d'épaisseur nominale, les pièces polaires en tôles de 2 mm. La nécessité d'isoler électriquement les tôles entre elles et de ne pas former de boucle conductrice entre les divers éléments assemblés, seront donc des exigences à considérer de très près, tant du point de vue conception de l'ensemble, précautions à prendre en cours de fabrication et de manutention, que dans le choix du matériau isolant (non hygroscopique).

Pour une épaisseur finie imposée, on devra introduire dans l'empilage une épaisseur maximum d'acier. Cette exigence est caractérisée par le foisonnement f de l'empilage défini de la façon suivante :

$$f = \frac{\text{Epaisseur totale} - \text{Epaisseur de fer}}{\text{Epaisseur totale}}$$

Il est à remarquer que cette dernière condition, au-dessous d'une certaine valeur, entre en dualité avec la nécessité d'isolement électrique, cela d'autant plus que l'épaisseur nominale de la tôle utilisée pour l'empilage sera plus faible. Il faudra trouver un compromis, l'expérimentation pouvant seule indiquer d'une part, le préjudice créé par un certain nombre de défauts d'isolement dans l'empilage

comparé au gain dû à une réduction de foisonnement et d'autre part, la fréquence d'apparition de ces défauts en fonction de la nature et de l'épaisseur de l'isolant utilisé.

3.2.1.2. *Exigences mécaniques.* D'un point de vue purement mécanique les exigences à satisfaire sont de divers ordres :

— obtenir une géométrie correcte se caractérisant par un ensemble de tolérances découlant à la fois de nécessités magnétiques et de nécessités de positionnement.

— adopter des solutions technologiques réduisant au maximum le prix de revient et, fait capital dans la construction de cette machine, permettant de réduire les temps globaux de fabrication.

— Enfin, l'on examinera de près les questions relatives à la stabilité dans le temps des assemblages, que les évolutions proviennent d'un vieillissement naturel des structures, éventuellement accéléré par la présence de rayonnement, ou de l'application périodique des efforts électro-magnétiques

3.2.1.3. Il est tout d'abord nécessaire de remarquer que se réserver la possibilité de démonter un empilage ne présente pas d'intérêt. Après mise en forme définitive de l'assemblage, les tôles élémentaires deviennent pratiquement irrécupérables.

L'assemblage par soudure n'est pas compatible avec un bon isolement électrique entre tôles. Elle ne pourra donc être retenue que dans les régions où l'induction magnétique sera nulle ou très faible, donc sur la périphérie de la culasse.

L'assemblage par tirants ou rivets nécessite leur isolement électrique par rapport aux tôles. Par leur présence, ces éléments de construction vont introduire des perturbations de l'induction magnétique dont l'effet sur la carte de champ dans l'entrefer sera d'autant plus faible qu'ils en seront plus éloignés. On aura intérêt à réduire leur nombre et à les disposer symétriquement par rapport au plan médian.

Cette méthode peut aussi introduire des variations locales de foisonnement peu importantes pour des tôles épaisses (10 mm) mais non négligeables pour des tôles minces (2 mm), variations accentuées au fur et à mesure de la croissance du champ par les efforts mentionnés ci-dessus. L'on peut minimiser cet inconvénient en multipliant le nombre de tirants, ce qui accroît les perturbations magnétiques, ou en remplaçant un certain nombre de tôles extrêmes par une tôle épaisse ce qui, bien entendu, supprime localement les avantages du feuilletage.

D'autre part, malgré la possibilité de noyer partiellement les têtes, ce mode d'assemblage augmente l'encombrement géométrique de l'empilage aux dépens de son extension magnétique.

L'assemblage par collage supprime les inconvénients que nous avons notés ci-dessus, sous réserve que le procédé employé permette d'obtenir un isolement correct des tôles compatible avec un foisonnement acceptable, des qualités mécaniques suffisantes et une géométrie correcte sans reprise ultérieure par usinage. On verra comment le but recherché a pu être atteint au prix d'une étude technologique et d'une expérimentation importantes que nous avons réalisées à partir d'un adhésif, choisi parmi la gamme des produits commercialisés, comme étant le plus apte à donner satisfaction : l'Araldite XV.

Toutefois, il est à remarquer que ce procédé est d'une mise en œuvre délicate pour des pièces de grandes dimensions.

3.2.1.4. De cette rapide analyse on peut déduire que l'assemblage du type boulons plus soudure convient au bloc culasse, tandis que les assemblages du type collés sont satisfaisants en ce qui concerne les pièces polaires.

3.2.2. *Mesures. — Les mesures de déformations et de contraintes* ont été effectuées sur chaque modèle, leurs valeurs pouvant éventuellement remettre en cause la technologie de base choisie ou les dimensionnements. Comme on peut s'y attendre, la nécessité de réduire les déformations, compte-tenu des tolérances géométriques imposées à l'ensemble, conduira à des taux de contraintes faibles.

3.2.2.1. *Méthodes de mesure.* Les méthodes de mesures classiques ne peuvent s'appliquer sans prendre quelques précautions vis-à-vis du champ magnétique variable ou de la tension électrique variable de 0 à 6 000 volts selon le conducteur de bobine où l'on effectue la mesure (conducteurs nus en tête de bobine).

Un palpeur enregistre la déformation et provoque la rotation d'un axe sur lequel est fixé un miroir. Le système optique classique permet de lire sur une échelle graduée le déplacement d'un spot lumineux, ce déplacement étant étalonné en fonction de la déformation. La construction d'un tel système est simple ; les matériaux utilisés seront rigoureusement amagnétiques (axe monté sur rubis, force de rappel du palpeur donnée par caoutchouc...) et d'aussi faible volume que possible, pour ne pas créer de perturbation grave par courants de Foucault dans les pièces métalliques indispensables. Ce comparateur optique est fixé à l'extrémité d'un axe aussi bien à l'intérieur de l'entrefer que sur les conducteurs de bobines. Le support de l'ensemble permet le déplacement ou l'orientation dans l'espace, du système de mesure.

Les mesures de contraintes ont été effectuées par jauges à fils résistants.

En présence d'un champ magnétique variable l'on constate :

— une variation de la résistivité de l'alliage constituant le fil dépendant de la valeur du champ ;

— une force électromotrice induite dans le circuit jauge plus fils de liaison au pont de mesure. On choisira bien entendu des capteurs de surface aussi réduite que possible et les fils de liaison seront constitués en fils blindés. On sait que les montages classiques utilisent, en deuxième branche du pont, une jauge sans contrainte, dite jauge de compensation thermique.

Les effets précédents pourront être minimisés en plaçant la jauge de compensation, collée sur une plaque en métal amagnétique, à proximité immédiate de la jauge active, en veillant à donner aux deux capteurs une même orientation par rapport au champ, et en les prélevant dans le même lot de fabrication. L'on exécutera une première mesure, puis une seconde en croisant les fils en A et B (voir figure 3). La valeur de la contrainte est alors donnée

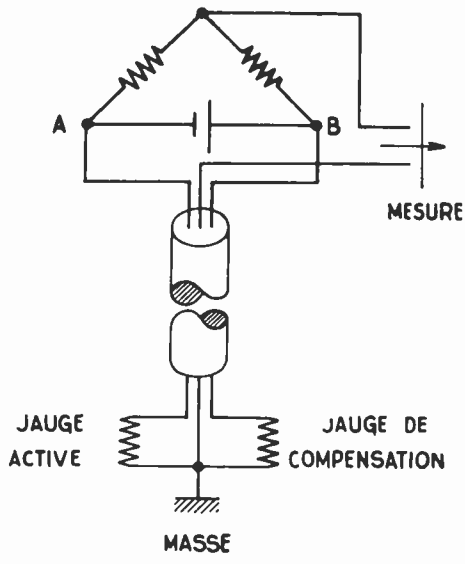


FIG. 3. — Mesures de contraintes ; schéma de principe.

par la moyenne de la différence des deux mesures, cette méthode éliminant les effets résiduels induits.

Lorsque la jauge active est collée sur une barre portée à un potentiel, les précautions précédentes sont à prendre, la masse étant reliée alors à la barre elle-même. On isole bien entendu tous les appareils de mesure, lesquels doivent être commandés à distance.

Compte-tenu de toutes les précautions prises, il subsiste une imprécision s'élevant à $\pm\ 7.10^{-6}$, soit une contrainte équivalente sur acier de $\pm$ 0,14 kg/mm^2, pour une valeur de champ maximum de 15 500 gauss, avec une vitesse de montée de 20 kGs / seconde.

3.2.2.2. *Résultats*

Les résultats de mesure les plus importants sont donnés ci-dessous pour la valeur maximum du champ (15 500 gauss).

Pièces polaires. La déformation principale correspond à une fermeture de l'entrefer (déformation de la culasse) plus accusée sur la face supérieure et à l'avant du bloc, d'où un Δn dû à la déformation. La fermeture totale est de 0,068 mm, la variation de Δn est de $-$ 0,006. Le calcul de cette déformée fait à partir de la méthode employée pour les bâtis de machine en col de cygne donne 0,063 mm. La contrainte maximum mesurée est de 0,2 kg/mm^2 ($\pm$ 0,06), tendant à écarter les unes des autres les tôles polaires.

Bloc culasse. Nous avons parlé de la fermeture de l'entrefer. Les déformations azimutales de bloc sont évidemment maximum sur le bloc d'extrémité de quadrant, au voisinage de la fenêtre, et atteignent 0,15 mm. Les contraintes sur la grande face des blocs sont maximum : en traction, dans le plan médian géométrique et à l'arrière (0,4 kg/mm^2), en compression au voisinage du sommet de l'angle au fond de la fenêtre (1,5 kg/mm^2).

Bobines. Les mesures sont faites sur les têtes de bobines. Les valeurs maxima relevées sont :

déformation : 0,64 mm dans le sens radial à l'extrémité du conducteur de bobine intérieure le plus proche de l'entrefer

contrainte : 1,8 kg/mm^2 sur le même conducteur à l'entrée dans la bobine.

3.3. Choix des matériaux

Après une confrontation des courbes de magnétisation (B_H) des divers aciers disponibles, une étude de prix et de délais nous conduisit, pour la fourniture des 1 200 tonnes brutes de tôles de culasse, au choix d'un acier extra-doux de fabrication courante dont la composition est définie ainsi :

—	C	P	S	Si
%	$\leqslant$ 0,1	$\leqslant$ 0,04	$\leqslant$ 0,05	$\leqslant$ 0,3

L'homogénéité des caractéristiques magnétiques étant essentielle (B rémanent, μ_H) un recuit très soigné, en atmosphère contrôlée, était requis. La dispersion résultante, très faible, fut telle que nous pûmes éviter l'inconvénient du long stockage nécessaire au mélange systématique des tôles provenant d'un très grand nombre de coulées différentes.

Les tôles pour pièces polaires furent, après une étude analogue à celle opérée pour les culasses, choisies dans la nuance courante définie par la norme DPEDD. Ces tôles furent également recuites sous forme de flans avant découpe à froid. L'effet d'écrouissage périphérique dû à la découpe fut trouvé négligeable.

Le cuivre pour conducteurs fut défini suivant norme USE.

L'acier inoxydable 18/8 fut retenu en raison de ses qualités d'amagnétisme ($\mu < 1{,}01$ pour B = 300 gauss) pour la totalité des pièces de fixation des bobines et pièces polaires.

4. Structure des divers éléments

4.1. Blocs culasses

Les blocs culasses sont représentés par la figure 1. Ils sont constitués de 14 tôles de 10,35 mm isolées entre elles par des feuilles de carton bakélité d'épaisseur 0,3 mm. L'épaisseur totale de fer, fixée à 145 mm minimum était obtenue en complétant l'épaisseur réelle du paquet de tôles de 10,35 par le nombre nécessaire de tôles de 0,9 mm d'épaisseur. Le tout est assemblé par tirants et pièces soudées sur le pourtour.

Les tirants sont isolées électriquement et serrés à la clé dynamométrique, afin de maintenir une pression spécifique moyenne d'assemblage de 1,2 kg/cm² environ, obtenue à l'empilage par pression hydraulique. Les oreilles d'assemblage circulaire, plaques, pieds et équerres d'appui de bobines, sont soudése lorsque l'empilage est sous pression et a satisfait au contrôle d'isolation électrique.

Une des plaquettes arrière est usinée afin de permettre commodément le positionnement radial au montage. Deux des plaquettes supérieures sont munies de vis-vérins réglables qui serviront de référence d'évolution du nivellement radial lorsque l'entrefer ne sera plus accessible à ce contrôle.

Quatre bossages latéraux munis de vis réglables serviront à matérialiser le plan médian vertical de chaque bloc, ce plan servant de référence pour l'usinage et le montage.

Les 4 bras de fixation des faisceaux extérieurs sont assujettis au bloc par les 6 tirants situés au voisinage de l'entrefer.

On remarque aussi les 2 pièces d'appui des clavettes de serrage des demi-bobines intérieures.

Les tôles sont découpées au chalumeau. Les seuls usinages, en dehors des pièces d'assemblage, intéressent : les faces d'appui des pièces polaires, les pieds et la plaquette de référence arrière.

4.2. Structure des pièces polaires

4.2.1. On a vu les raisons qui ont conduit à choisir le collage comme procédé d'assemblage, sous les réserves que nous avons indiquées. Il était donc nécessaire de mener à bien une étude technologique destinée à asseoir une technique satisfaisante.

L'isolement électrique ne peut être obtenu par le seul film de colle, aussi a-t-on été conduit à interposer une toile de verre entre chaque tôle. Ce tissu de verre peut être imprégné de résine, en continu, sur machine, cela supprimant l'opération d'enduction de la surface des tôles. Cette technique étant définie il était nécessaire d'étudier l'influence des divers paramètres sur le nombre de défauts d'isolement, le foisonnement, la résistance mécanique, notamment sur la résistance à la rupture en traction (force perpendiculaire à la surface collée). Ces paramètres sont au nombre de 16. Si l'on tient compte du fait qu'il faut pouvoir déterminer une valeur moyenne pour chaque grandeur mesurée, donc exécuter de nombreux essais pour fixer l'influence de chaque paramètre, on peut entrevoir la difficulté de l'expérimentation. Pour fixer les idées, nous citerons les plus importants : état de surface des tôles, épaisseur du tissu de verre, taux d'imprégnation du tissu, température et temps de polymérisation, pression appliquée sur l'empilage au cours du cycle de polymérisation.

L'influence de ces paramètres étant fixée et les buts recherchés atteints, une expérimentation en échelle grandeur a permis la définition des moyens à mettre en œuvre pour obtenir une géométrie satisfaisante. Les tôles peuvent être découpées par poinçonnage à froid et seront maintenues en cours de polymérisation de la pièce dans un montage très précis, conservant cette précision au cours du cycle de température. Au prix d'un certain nombre de précautions (que nous n'avons pas la possibilité de décrire ici) les tolérances que nous indiquons ci-dessous ont pu être respectées, sans aucune reprise d'usinage.

4.2.2. On se rend compte facilement que si l'on opère une section orthogonale au plan des tôles l'on obtient un profil erratique « en escalier » comme l'indique la figure 4.

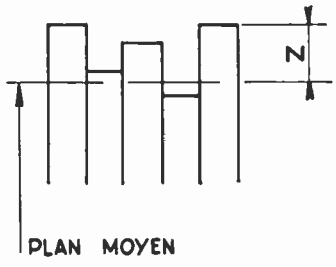


Fig. 4. — Profil en coupe d'une fraction de pièce polaire.

On pourra donc définir la position de la face de deux façons : soit par son plan enveloppe extérieur, soit par le plan « quadratique » moyen, plan tel que la somme $\Sigma\Delta z^2$ pour toutes les tôles et en plusieurs points de chaque tôle soit minimum. Les plans moyens de chaque face permettent de calculer un indice n dit « indice mécanique » propre à la pièce. Ce nombre est égal à l'indice n magnétique de la pièce aux valeurs de champs moyens, à quelques perturbations près, dont l'une d'entre elles est due au fait que la pièce repose sur la culasse sur son plan enveloppe. On voit donc l'intérêt qui s'attache à la limitation de la divergence des plans enveloppes par rapport à leur position théorique et à la mesure de l'indice.

4.2.3. On est donc amené à fixer les tolérances de fabrication de la façon suivante (nous ne donnons que les principales) :

— n mécanique $0{,}540 \pm 0{,}037$, ce qui correspond à une tolérance entre plans moyens de $\pm$ 0,15 mm ;

— épaisseur de la pièce $170 \pm 1{,}7$ mm, avec une variation de $\pm$ 0,5 mm autour de l'épaisseur moyenne

— équerrage des faces par rapport au plan enveloppe de la face d'appui sur culasse $\pm$ 0,2 mm.

Ceci conduit à fixer les tolérances sur la tôle élémentaire :

n mécanique $0{,}540 \pm 0{,}017$

soit $A - B = 2{,}58 \pm 0{,}08$

La cote $\frac{A + B}{2} = 110{,}3 \pm 0{,}1$ fixe la hauteur de la pièce, compte-tenu de la tolérance sur les plans enveloppes indiquée ci-dessus.

La valeur du foisonnement doit être inférieure à 5,5 pour cent. Le nombre de défauts d'isolement tolérés est de 20 avant claquage aux condensateurs, 10 après claquage aux condensateurs, à condition qu'ils ne soient pas groupés de telle façon que plus de 4 tôles consécutives présentent ce défaut, une résistance entre tôles inférieure à 100 kΩ étant considérée comm un défaut.

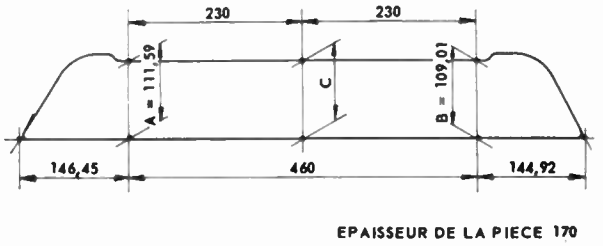


FIG. 5. — Profil d'une pièce polaire.

La résistance à la traction des collages obtenus doit être supérieure à 500 kg/cm² mesurée sur éprouvette, cette résistance étant garantie sur la pièce par le respect du même cycle de fabrication, soit principalement par les valeurs suivantes de paramètres pour ne citer que les plus importants; température 160 °C ± 5 °C pendant 5 heures, pression maintenue pendant tout le cycle de polymérisation 12,5 kg/cm² ± 1 kg/cm².

4.3. Bobines

Elles sont placées symétriquement de part et d'autre de l'entrefer et constituées chacune d'une demi-bobine intérieure et une demi-bobine extérieure, reliées à chaque extrémité du quadrant par des connexions frontales.

Chaque faisceau est composé de 64 conducteurs disposés ainsi que l'indique la figure 2. Les dimensions ont été indiquées sous 3.1.

Les connexions frontales sont réalisées (voir figure 6) par brasure, sur le conducteur du faisceau, d'une pièce de fixation sur laquelle on assujettit par deux boulons l'extrémité du conducteur frontal.

Les tubes de raccordement d'eau sont brasés en extrémités de conducteurs dans un chambrage épaulé du trou central.

Les conducteurs du faisceau intérieur (longueur développée 14,50 m) sont en une seule pièce. Par contre, les conducteurs extérieurs sont en deux parties brasées au centre sur manchon intérieur de centrage.

L'isolation des bobines fut déterminée par la Société ALSTHOM. Elle est constituée différemment pour les faisceaux intérieurs et extérieurs.

L'isolation des faisceaux intérieurs est réalisée entre conducteurs par des jeux de cornières en carton imprégné formées de telle sorte que les joints longitudinaux et transversaux soient les uns et les autres judicieusement alternés. L'isolation à la masse est obtenue par un enrubannage de toile de verre imprégné en moule de résine polyester.

Le choix de cette technique se justifie par :

— la relative liberté axiale de chaque conducteur dans son capotage de cornières, ce qui permet d'escompter une certaine équirépartition des contraintes de serrage et de dilatation différentielle.

— l'excellente précision géométrique et la compacité du faisceau isolé, assurant une mise en encoche précise et commode.

L'isolation des faisceaux extérieurs fut obtenue entre conducteurs par enrubannage de chaque conducteur par plusieurs couches de rubans spéciaux semi-plastiques. L'isolation à la masse, initialement réalisée par plaquettes de carton bakélisé dut, à la suite d'un accident de chantier ayant montré l'hygroscopicité de ce matériau, être remplacée par des plaquettes de stratifiés de toile de verre imprégnée de résines éthoxylines.

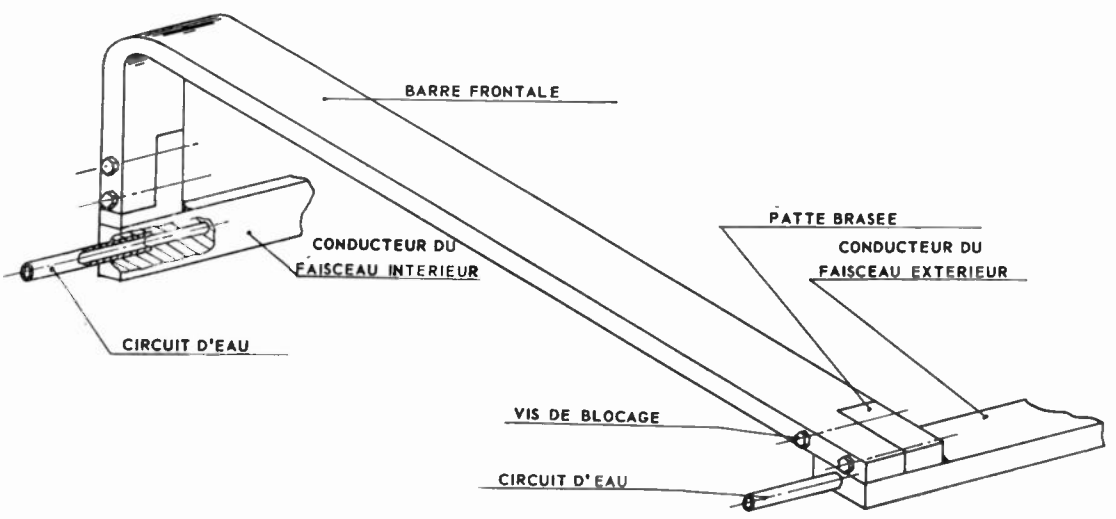


FIG. 6. — Réalisation des connexions frontales.

4.4. Socles et embases

Les blocs sont boulonnés sur des socles de section en I, en acier moulé, interrompus tous les 12 blocs.

Les socles reposent eux-mêmes sur des plaques scellées après nivellement sur le massif de béton. La fixation des socles sur les plaques est assurée par brides et boulons.

5. Fabrication

La fabrication de l'aimant fut confiée à la Société Alsthom qui en réalisa la plus grande partie dans ses usines de Belfort. Cette Société chargea la Sollac de la fourniture des tôles et la Cegedur, de celle du cuivre, les U.D. Delle de celle des matériaux isolants.

5.1. Blocs - culasses

Les tôles furent laminées sur le grand train continu de Sérémange.

Les tolérances en épaisseur, e, en variation de l'épaisseur, Δe, sur une même tôle, et planéité Δp, nettement plus sévères que les normes de production courante, ont exigé une certaine sélection des produits laminés.

Dans ces conditions les écarts respectivement obtenus pour ces trois grandeurs furent, en mm :

$$9{,}85 < e < 10{,}45, \qquad \Delta e < 0{,}1, \qquad \Delta p < 2$$

Le contrôle de composition chimique, opéré pour chaque brame, en tête, centre et queue après laminage, fit apparaître les résultats suivants :

$$\% : 0{,}062 < C < 0{,}081 \qquad 0{,}02 < S < 0{,}032$$
$$0{,}015 < P < 0{,}021 \qquad 0{,}029 < Mn < 0{,}41$$

Le découpage du périmètre de la tôle fut réalisé à $\pm$ 2 mm par oxycoupage à guidage photo-électronique. Aucune retouche ultérieure ne fut nécessaire sur les quelque 3800 tôles fournies.

Les tôles étaient recuites après découpage. Les empilages de 2 fois 70 tôles étaient pratiqués dans les fours à atmosphère contrôlée dont la sole était doublée par un marbre en fonte usiné. L'empilage était terminé par une plaque épaisse, usinée et chargée à 45 tonnes. Les tôles étaient maintenues à 620 °C pendant 12 heures.

La température était contrôlée en de nombreux points de l'empilage, par thermocouples placés au contact de l'acier.

Nous avons exécuté des mesures magnétiques sur des échantillons recuits simultanément. La légère dispersion des valeurs mesurées n'a pu être reliée d'une façon certaine soit à la dispersion de composition chimique, soit à celle des divers cycles de recuit.

Les tôles étaient livrées à Belfort sur le marbre de base de façon à éviter les déformations.

Elles subissaient un premier nettoyage de surface avant perçage suivi d'une première constitution du bloc sans interposition d'isolant. Ce premier empilage permettait notamment le fraisage définitif des queues d'aronde, l'ébauche des faces d'appui des pièces polaires (Fig. 7) et la détermination du nombre de tôles intercalaires de 0,9 mm nécessaires pour obtenir l'épaisseur utile d'acier supérieure à 145 mm et conduisant après isolation à une épaisseur finie inférieure à 151.

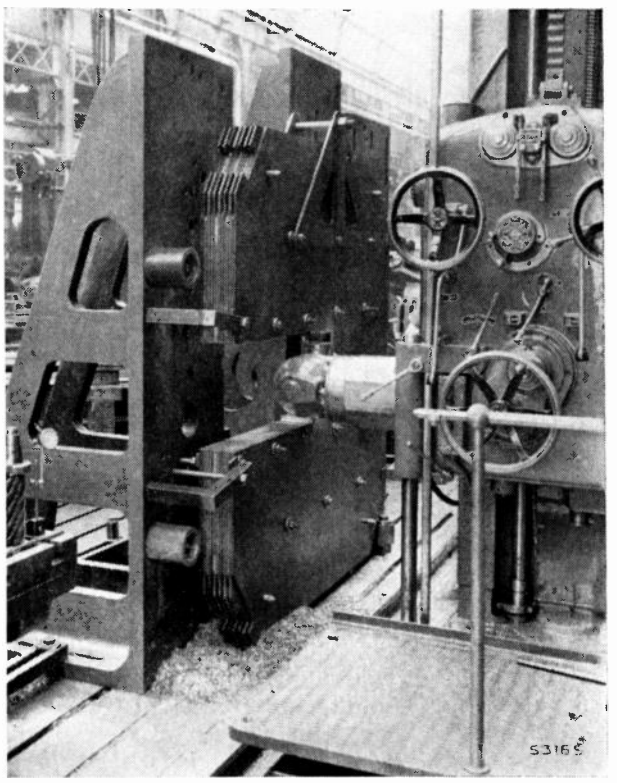


Fig. 7. — Fraisage en ébauche des blocs (Ph. Alsthom)

Le bloc était alors démonté, les tôles ébavurées et nettoyées avec grand soin. L'empilage définitif était alors entrepris avec interposition des feuilles isolantes et des tôles minces complémentaires. Le montage d'empilage permettait d'exercer une pression hydraulique de 40 t sur le bloc pendant le serrage des tirants, le contrôle de l'isolation électrique entre tôles et la soudure des plaquettes, pieds et appuis de bobine. Afin d'éviter la déformation du bloc, l'opération de soudure était conduite par plusieurs soudeurs opérant simultanément et symétriquement.

Les blocs étaient alors présentés sur marbre de traçage entre deux marbres-équerres. Après mesure des déformations et des épaisseurs locales, une « symétrisation » (balancement) de ces variations était opérée et permettait de définir un plan vertical de symétrie par le réglage des 4 vis-touches prévues à cet effet. Tous les usinages et réglages ultérieurs étaient effectués en prenant ce plan comme référence.

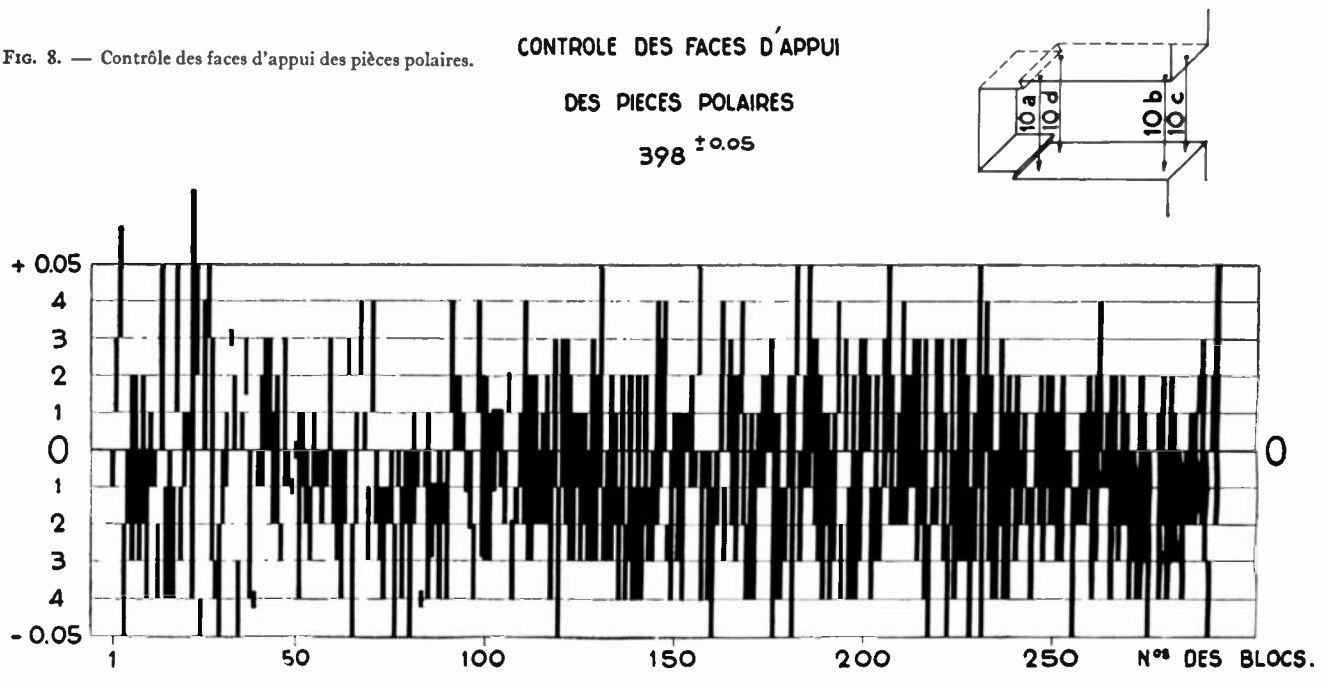


Fig. 8. — Contrôle des faces d'appui des pièces polaires.

Fig. 9. — Chaîne de fabrication des blocs (Ph. Alsthom).

Les deux faces d'appui des pièces polaires étaient alors mises à la cote finale par fraisage. Cet usinage était particulièrement délicat, car il devait assurer entre deux faces de 700 × 150 mm une tolérance très serrée : 398 ± 0,05 (cet écart devant inclure aussi bien les erreurs de cote que de parallélisme), tout en évitant la formation de bavures qui eussent compromis l'isolation électrique entre tôles.

Le graphique représenté figure 8 permet d'apprécier la rigueur avec laquelle cette opération fut réussie sur les 288 blocs usinés par ALSTHOM-BELFORT.

La gamme d'usinage était terminée par les opérations de fraisage des pieds et références arrière.

Le contrôle final, très détaillé, permettait l'établissement d'une fiche signalétique pour chaque bloc et sur laquelle étaient consignés notamment :

— l'épaisseur utile de fer,

— la composition du bloc et la provenance des tôles,

— les valeurs d'isolement entre tôles,

— le « balancement »,

— et 22 dimensions caractéristiques dont les références de montage.

Cette fabrication fut réalisée en 7 mois au prix de l'installation d'une chaîne d'empilage et d'un effort soutenu et considérable des services de l'usine de Belfort (Fig. 9).

5.2. PIÈCES POLAIRES

Les différentes opérations sont définies par la technologie même du procédé, après étude de l'influence des différents paramètres. Il est évident que le respect des tolérances indiquées ci-dessus suppose une préparation minutieuse des outillages, une discipline stricte au cours des opérations, un contrôle rigoureux et rapide.

5.2.1. La gamme des opérations se décompose ainsi (pour se limiter aux principales) :

— *Tôle* : découpage au rectangle capable,
recuit,
découpage au profil,
ébavurage des champs et nettoyage mécanique de leur surface par abrasif de façon à mettre le métal à nu,
dégraissage en vapeur de trichloréthylène ;

— *Tissu* : imprégnation par un mélange
araldite XV 100 parties,
durcisseur XV 30 parties,
méthyléthylcétone pur en quantité telle que le poids d'araldite au m² soit de 92 ± 12 g/m² ;
évaporation des solvants par maintien du tissu pendant 30 minutes à 100 °C.

Ces opérations se font sur machine par rouleau de 50 mètres.

— Empilage des tôles constituant une pièce, mise sous pression pour mesure de l'épaisseur de fer.

— Empilage dans le montage de collage, une tôle, une toile.

— Mise en pression à 40 kg/cm² ; contrôle d'isolement entre tôles et suppression des défauts éventuels.

— La pression étant ramenée à 12,5 kg/cm², badigeonnage du champ des tôles de graisse silicone (facilité de nettoyage après polymérisation)

— Polymérisation 160 °C ± 5 °C sous pression de 12,5 kg/cm² ± 1.

Les bavures d'araldite sont enlevées par burinage avec un outil en duralumin, puis brossage à la brosse métallique.

5.2.2. *Contrôle*

Il est à peine besoin de souligner les contrôles nombreux qu'il est nécessaire d'effectuer en cours de fabrication, sur les outillages, les matières premières, les paramètres dont dépend la résistance mécanique, les pièces finies, afin d'assurer une qualité satisfaisante, et pour éviter des rebuts importants. La cadence de fabrication a été fixée à 6 pièces par jour, pour une fabrication globale de 600 pièces.

5.2.2.1. Le nombre total de tôles découpées a été de 50 000. Leur contrôle s'effectue par prélèvement de 50 tôles toutes les 5 000 tôles environ, les prélèvements étant plus fréquents en début de découpage (10 000 premières tôles). Un prélèvement est en tout cas effectué après un réaffutage de l'outil. Les résultats sont les suivants :

n mécanique moyen : 0,550 ;
valeurs moyennes extrêmes : 0,545,
0,555.

cote $\frac{A + B}{2}$ moyenne : 110,21 ;
valeurs moyennes extrêmes : 110,220
110,195.

5.2.2.2. La détermination des plans moyens est une opération relativement longue. Aussi un relevé est-il fait sur une pièce toutes les 10 pièces, relevé effectué toutefois plus fréquemment en début de fabrication.

Les résultats sont les suivants :

n mécanique moyen : 0,553 ;
valeurs extrêmes : 0,571
0,523

5.2.2.3. Les plans enveloppes, l'épaisseur de la pièce et le parallélisme des faces, l'équerrage des faces, le foisonnement, le nombre de défauts d'isolement sont bien entendu contrôlés sur chaque pièce.

Foisonnement moyen : 4,65 % ;
valeurs extrêmes : 5,35 %
3,95 %.

Le nombre de défauts d'isolement reste inférieur ou égal à 10 et a été compris pour la majorité des cas entre 0 et 4.

5.2.2.4. La résistance mécanique est mesurée en prélevant sur les rouleaux de tissu de 50 mètres des échantillons en début, milieu et fin de rouleau et en exécutant des éprouvettes.

Valeur moyenne de résistance en traction : 660 kg/cm² ;

Valeurs extrêmes : 504
794.

On s'assure, par ailleurs, que les valeurs des différents paramètres sont les mêmes dans les fabrications de pièces et d'éprouvettes (étalonnage des dispositifs de mise en pression, enregistrement de la température...).

L'industrialisation de cette technique dans un atelier spécialement créé à Belfort, fut une des plus remarquables réussites de la fabrication ALSTHOM. (Fig. 10).

FIG. 10. — Contrôle des pièces polaires.
(Pb. Alsthom).

5.3. BOBINES.

A la suite d'une étude préalable des conditions comparées d'une fabrication en usine ou sur chantier, ALSTHOM adopta cette seconde solution.

Les cuivres, livrés en longueurs de barres droites, subissent en premier lieu une série d'essais d'étanchéité, notamment à l'aide du spectrographe à hélium. La longueur maximum de barre réalisable pour les conducteurs extérieurs nécessitait une brasure centrale qui fut, ainsi que les brasures de tubes d'eau, très soigneusement éprouvée.

Le cintrage des faisceaux au rayon, le formage des épanouissements d'extrémité et la brasure des plaquettes de connexions frontales, furent réalisés sur tables et montages appropriés. Le cuivre, soigneusement recuit, permit d'obtenir des faisceaux précis et pourtant assez rigides.

L'isolation des conducteurs fut réalisée à la main L'isolation à la masse des faisceaux intérieurs fut effectuée par enrubannage manuel de la toile de verre suivi d'une imprégnation de résine polyester et d'une mise aux cotes, de proche en proche, par pression mécanique et formage dans un moule approprié. L'isolation à la masse des faisceaux extérieurs fut réalisée, à partir des éléments stratifiés préparés en usine, en cours de montage. En effet, la mise en place des connexions d'extrémité est beaucoup plus aisée et plus sûre lorsque l'on monte les conducteurs extérieurs un à un.

Un premier contrôle d'isolation entre conducteurs était opéré sur les faisceaux intérieurs.

Les barres de connexions frontales furent exécutées en usine.

5.4. SOCLES ET PIÈCES DE FIXATION.

Cette fabrication n'ayant présenté aucun aspect particulier est simplement rapportée pour mémoire.

6. Montage.

6.1. ORGANISATION GÉNÉRALE DU CHANTIER

Les blocs ayant subi les contrôles magnétiques étaient entreposés dans le hall même de montage, leur mise en place sur le massif ne pouvant être entreprise que lorsque la totalité de ces essais eut permis de définir l'arrangement circulaire dans lequel ils devaient être placés.

Cette aire de stockage fut disposée en fonction du planning de fabrication des bobines, dont le chantier intéressait la quasi-totalité de la surface disponible.

Les moyens de manutention étaient essentiellement constitués par le grand pont roulant de 40 mètres de portée qui desservait la totalité du hall de la machine. Nous réalisâmes quelques agrès spécialement adaptés, de façon à réduire le plus possible les temps considérables de manutention.

La plupart des phases du montage fut conduite à deux postes et nécessita, au moment de l'activité la plus intense, l'emploi de deux ingénieurs, deux géomètres et d'une trentaine de monteurs et aides, y compris la fabrication des bobines.

6.2. GAMME DE MONTAGE DES BLOCS.

1) Avant enlèvement du sable.

Mise en place des références centrales et premier réglage.

2) Après enlèvement du sable.

Contrôle du massif :

Contrôle des références

Contrôle de la chape.

3) Réglage du massif par les vérins.

4) Préparation des ancrages :

Serrage des écrous en fond de cloche

Mise en place des boulons et étriers.

5) Mise en place des billettes :

Transport sur le massif

Préparation de l'assise des billettes

Réglage azimutal et radial.

6) Montage des plaques d'ancrage :
   Transport sur le massif
   Positionnement azimutal et radial
   Nivellement et réglage vertical
   Serrage des boulons d'ancrage et vérification du réglage.
   Traçage de la position des socles.
7) Deuxième réglage des références centrales.
8) Montage des socles :
   Transport sur le massif
   Positionnement azimutal et radial
   Blocage des pinces et vérification du réglage.
9) Traçage de la position des blocs.
10) Répartition des blocs sur la couronne :
   Transport des blocs
   Misage général
   Réglage sur le tracé.
11) Contrôle du massif.
12) Réglage du massif par les vérins.
13) Contrôle du nivellement des socles.
14) Réglage final des références centrales.
15) Scellement des plaques et billettes.
16) Réglage des blocs :
   Réglage de 2 blocs par socle
   Réglage des blocs intermédiaires
   Blocage des entretoises
   Vérification du réglage et retouches
   Réglage des vis pour contrôle d'évolution en t_z et r_z.

6.3. Outillage de mesure et tolérances.

A la partie supérieure des références centrales était disposé un double chariot croisé, réalisé avec grand soin, portant une douille rectifiée de très grande précision et adaptée au pied de centrage des instruments de mesure utilisés.

Ce dispositif pouvait permettre aisément les réglages et les éventuelles retouches de la matérialisation des quatre centres. En fin de réglage, le chariot était soigneusement verrouillé.

Nous avons utilisé deux tiges étalon, de longueur respective 4 m et $4\sqrt{2}$ m pour la mesure des côtés et des diagonales du carré. Les mesures angulaires étaient effectuées à l'aide du théodolite Wild T-2.

Nous avons été particulièrement satisfaits de ce dispositif, notamment à l'occasion de légères évolutions des références centrales survenues en cours de montage. Nous avons ainsi obtenu un réglage des positions relatives des centres à $\pm$ 0,1 mm.

Les tolérances avaient été caractérisées par les erreurs de positionnement admissibles pour chacun des 6 degrés de liberté. Nous les avions caractérisées

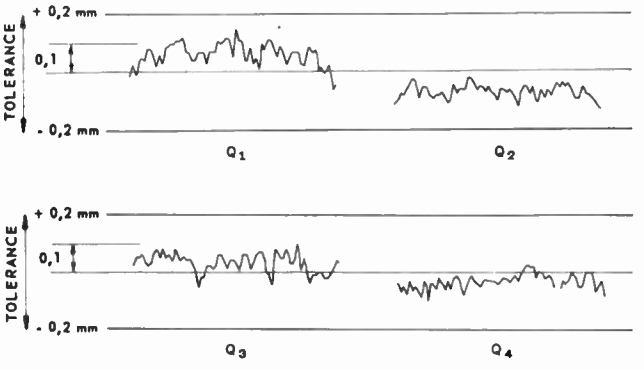


Fig. 11. — Contrôle de nivellement t_z des blocs.

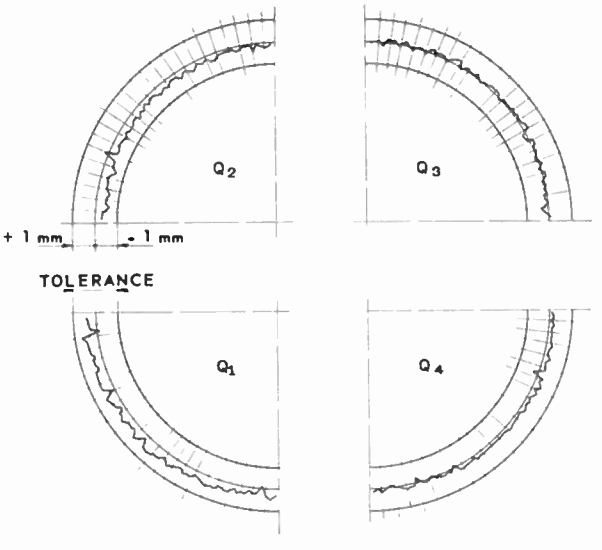


Fig. 12. — Contrôle de position radiale t_r des blocs.

par trois translations, respectivement verticale t_z, radiale t_r et azimutale (tangentielle à l'orbite) t_θ, et trois rotations respectivement autour d'un axe vertical r_z, autour d'un axe radial r_r et autour d'une tangente à l'orbite r_θ.

Les valeurs fixées pour ces tolérances étaient :

$t_z = \pm$ 0,2 mm,
$t_r = \pm$ 1 mm,
t_θ : définie par la possibilité de juxtaposer les blocs
$r_z = \pm 10^{-2}$ rd,
$r_r = \pm 2.10^{-3}$ rd,
$r_\theta = \pm 10^{-3}$ rd.

Nous reproduisons à titre d'exemple les résultats obtenus pour deux de ces réglages, soit t_z en figure 11 et t_r en figure 12. On pourra voir ainsi que ces tolérances, pourtant assez sévères, se sont traduites par des erreurs de positionnement réelles sensiblement moindres.

L'outillage utilisé comportait, pour le réglage t_z, un niveau optique Wild N-3 et une mire de position, utilisés l'un et l'autre pour le nivellement des blocs

de référence situés en extrémité et à chaque dixième bloc en partant d'une de ces extrémités. La face inférieure d'appui de pièce polaire était prise comme plan de référence. Les tolérances de fabrication des autres éléments délimitant l'entrefer avaient été déterminées en conséquence (voir § 3-1).

Le nivellement des blocs, entre chacun des blocs de référence, était obtenu à l'aide d'une règle de haute précision et d'un niveau à cadre « Roch Rolle » donnant une précision de lecture de 0,03 mm par division et par mètre.

La translation radiale était contrôlée à l'aide d'un compas horizontal supportant des tiges étalon. La mesure était effectuée entre les faces de référence ménagées sur l'arrière des blocs (elles-mêmes reliées dimensionnellement avec précision aux queues d'aronde) et les centres, par interposition d'un comparateur à cadran entre l'extrémité des tiges étalons et l'axe rectifié matérialisant le centre.

La translation azimutale était contrôlée au théodolite T-2 monté, pour chaque quadrant, au centre de la référence centrale correspondante. Cette opération était menée conjointement et à l'aide du même dispositif que le réglage de la position en rotation autour d'un axe vertical.

La rotation autour d'un rayon et la rotation autour d'un axe azimutal étaient contrôlés en même temps que la mise de niveau, à l'aide du niveau à cadre.

La matérialisation des réglages fut effectuée par misage entre pied et socle, les mesures étant toujours effectuées après blocage des boulons de fixation.

Les petits déplacements nécessités par le positionnement étaient effectués à l'aide de vérins à vis, de façon à ne pas immobiliser le pont roulant réservé exclusivement au transport des blocs depuis l'aire de stockage jusque sur le massif. Le chargement se portait alternativement sur les quatre quadrants, de façon à ne pas créer de surcharge locale des massifs.

Ce montage, entrepris dans les derniers jours de juin 1956, fut terminé le 24 décembre de la même année.

6.4. Montage des bobines — Pièces polaires et divers.

Le montage des bobines fut effectué sans aucun incident. Un colmatage préalable à l'aide de plaques de carton bakélité et collé à l'araldite dans les fonds d'encoches assura à ces dernières une forme géométrique à peu près parfaite. De cette façon, la mise en place, le réglage en position et le montage des écarteurs et clavettes de fixation des faisceaux intérieurs furent obtenus sans aucune difficulté. Le montage des faisceaux extérieurs s'effectua conducteur par conducteur, simultanément avec la présentation et la fixation quelque peu laborieuse des connexions frontales. Les essais diélectriques, entièrement satisfaisants, ne donnèrent lieu à aucun remaniement.

La mise en place des tuyauteries d'amenée d'eau pour chaque extrémité de conducteur, ainsi que les connexions électriques s'effectuèrent sans de notables difficultés.

Après le montage des bobines, la mise en place et le positionnement des pièces polaires se sont effectués rapidement et sans difficulté, de telle sorte que l'aimant était prêt pour sa mise sous tension vers le 15 avril 1957.

7. Conclusion.

Nous croyons que cette longue description des études et techniques complexes, caractérisant la construction de l'aimant de Saturne, montre bien que cet ensemble ne peut être l'œuvre que d'une équipe nombreuse et polyvalente. Elle s'est constituée autour de l'œuvre commune aussi bien dans l'industrie que dans le centre de recherches. Il serait vain de vouloir discerner les apports respectifs de chacun des membres de cette équipe, que leur action relève du laboratoire, du bureau d'études, de l'atelier ou du chantier. Il reste que leur effort constant, cordialement concerté pendant deux années, a valablement abouti.

Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne

PAR

G. BRONCA, H. BRUCK, J. HAMELIN,
G. NEYRET, J. PARAIN
Section d'Optique Corpusculaire
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Etude sur modèles

1.1. Introduction

Les modèles de l'aimant ont servi à déterminer les caractéristiques de l'alimentation, la forme des pièces polaires, la correction des déformations de la carte du champ aux inductions élevées et aussi à faire des tests de reproductibilité sur certains éléments constitutifs du synchrotron.

Quand on adopte un modèle réduit de rapport k, pour conserver une même induction dans l'entrefer (le nombre de spires étant respecté), le courant i du modèle doit être :

$$i = \frac{I}{k}, \; I \text{ étant le courant du synchrotron.}$$

Pour garder le même effet des courants de Foucault dans l'entrefer, le rapport des vitesses de montée de l'induction doit être :

$$\frac{\dot{b}}{\dot{B}} = k^2 \qquad (1)$$

En effet le courant induit dans une spire de surface S et de résistance R soumise à la variation d'induction $\dot{B}$ est :

$$i = -\frac{S}{R}\dot{B}$$

D'autre part, l'induction B_F due à un tel élément de courant en un point situé à la distance D de ce dernier est proportionnelle à :

$$\frac{S\dot{B}}{RD}$$

Dans ces conditions, la conservation de l'induction des courants de Foucault dans la réduction homothétique, c'est-à-dire :

$$b_F = B_F$$

est satisfaite si l'on impose la condition (1).

Enfin, le gradient de l'induction est modifié par la réduction si l'on conserve la même valeur de l'indice

$$n = \frac{-R_o}{B_o}\frac{dB_z}{dR}$$

et il devient :

$$\frac{db_z}{dr} = k\frac{dB_z}{dR}$$

1.2. Description des modèles

Le premier modèle réduit (MC 1) utilisé fonctionne en courant continu, ce qui nécessite un surdimensionnement des bobines par rapport à celles du synchrotron ; la forme des culasses s'en trouve par conséquent modifiée. Dans ce modèle, seules les dimensions de l'entrefer et des pièces polaires sont une réduction exacte de l'électro-aimant du synchrotron. L'alimentation de ce modèle est une génératrice à courant stabilisé (100 V ; 250 A). L'induction dans l'entrefer est mesurée avec une bobine tournante reliée à un amplificateur ; l'ensemble est étalonné par la méthode de résonance protonique. Le gradient de l'induction est mesuré en déplaçant une bobine reliée à un galvanomètre, l'étalonnage de l'ensemble est obtenu en plaçant la bobine dans un solénoïde. La précision sur la mesure de l'induction est de $\pm$ 1 pour cent, celle du gradient $\pm$ 3 pour cent. La simplicité de l'appareillage de mesure a rendu ce modèle très pratique.

Le second modèle réduit (MC 2) à l'échelle $\frac{1}{4}$ est constitué de 5 blocs disposés en éventail pour

figurer la courbure de l'aimant, et la culasse est une réduction exacte de celle de l'aimant du synchrotron. Les bobines ne sont pas refroidies, et l'alimentation est pulsée. Une tension continue appliquée sur l'aimant donne une valeur approximativement constante de $\frac{dI}{dt}$; le courant est interrompu par la fusion d'un fil d'aluminium. La mesure de l'induction et de son gradient sont effectuées par intégration de la tension de bobines placées dans l'entrefer. L'enregistrement se fait sur film photographique et la précision des mesures est voisine de ± 5 pour cent pour l'indice n.

Le modèle MA 1 conforme à un premier projet de SATURNE (échelle 6/7 de la réalisation définitive) est également constitué de 5 blocs disposés en éventail. Son alimentation est une génératrice de 540 kW dont la commande du circuit d'excitation détermine la forme du cycle. L'appareillage de mesure intègre la tension fournie par des bobines placées dans l'entrefer et enregistre les valeurs sur des compteurs électroniques à décades.

Les modèles suivants sont conformes à l'aimant définitif ; ce sont le MA 2 constitué de 5 blocs en éventail, l'hexabloc composé de 6 blocs parallèles [2], et le MA 3 qui est une transformation du MA 2 auquel on a adjoint 4 blocs supplémentaires. Pour ces trois derniers modèles l'alimentation et les appareils de mesures magnétiques sont identiques à ceux du MA 1. Les alimentations de modèles et les appareils de mesures magnétiques sont décrits de manière plus détaillée en [1].

1.3. CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES DES MODÈLES

La connaissance de l'inductance propre et des ampères-tours d'excitation de l'aimant sont des renseignements importants pour la détermination de l'alimentation du synchrotron.

Dans un circuit magnétique saturable, l'inductance propre est définie par la relation :

$$L = N \frac{d\Phi}{dI}$$

N = Nombre de spires de la bobine,

Φ = Flux total de l'aimant,

I = Courant d'excitation.

La courbe $\Phi(I)$ a été mesurée sur les modèles réduits MC 2 et MA 1. Le flux Φ est mesuré par l'intermédiaire d'une spire entourant le bloc central et placée de telle façon qu'elle embrasse le flux total du bloc. Le courant est mesuré à l'aide d'un shunt pour le modèle MC 2. Une bobine placée auprès des barres d'alimentation et dont la tension est intégrée a servi pour le modèle MA 1 ; le courant est en effet : $I = \frac{1}{M} \int E \, dt$ et la mutuelle inductance est mesurée pour les courants faibles par comparaison avec un shunt. La précision obtenue sur la self est de ± 5 pour cent.

Les résultats des modèles ont été ramenés à l'aimant du synchrotron en tenant compte du rapport de réduction, du nombre de blocs et du flux de fuite d'extrémité des quadrants. Les résultats de mesure pour les deux modèles sont en bon accord (fig. 1)

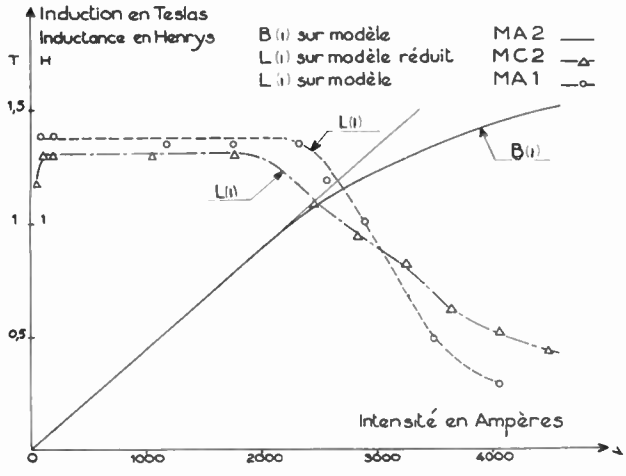


FIG. 1. — Induction et inductance en fonction de l'intensité, ramenées à l'échelle de Saturne.

pour les courants moyens ; une divergence apparaît dès que la saturation commence. La mesure $B_0(I)$ est faite par l'intermédiaire de deux bobines, l'une servant à la mesure du courant par la méthode citée plus haut, l'autre placée dans l'entrefer du modèle donne une tension qui après intégration est enregistrée sur des compteurs et donne l'induction. La courbe de la figure 1 donne les résultats obtenus sur le modèle MA 2. A 1,5 Ts les ampères-tours totaux de l'aimant sont de $2{,}88.10^5$ dont 25 pour cent sont consommés dans la culasse.

1.4. CORRECTION DE L'INDUCTION A LA SATURATION PAR L'ENTREFER D'AMORTISSEMENT

La saturation de la culasse et des pièces polaires se traduit par une augmentation de l'indice n. Les courbes de la figure 2 donnent les résultats des mesures de l'indice faites sur le modèle MA 2 en fonction du rayon et de l'induction à l'orbite d'équilibre. Ces résultats sont conformes à ceux donnés par la distribution graphique de l'induction dans les blocs [3].

A partir de 1,3 Ts l'indice devient supérieur à 0,75 (valeur limite pour la stabilité du faisceau), d'où la nécessité de corriger la distribution de l'induction dans l'entrefer. Remarquons que ce défaut ne se produirait pas à l'orbite d'équilibre dans un aimant en forme de H, la culasse étant symétrique. La correction de l'indice peut être réalisée par un entrefer supplémentaire situé entre la culasse et les

pièces polaires [4] ; en les désolidarisant de la culasse cet entrefer doit compenser les inégalités de consommation d'ampères-tours de la culasse. L'entrefer

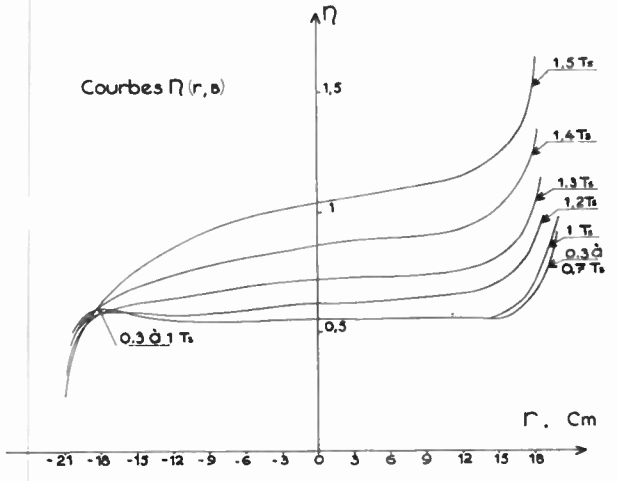


FIG. 2. — Indice du champ en fonction du rayon, avec l'induction B_0 comme paramètre. $r = o$ correspond à l'orbite d'équilibre. Modèle MA2.

d'amortissement peut être de hauteur constante ou variable radialement (voir fig. 3).

Le tableau I *a* donne le défaut δn de l'indice qui subsiste à l'orbite d'équilibre, après correction par un entrefer d'amortissement de hauteur constante radialement. Ces résultats obtenus sur le

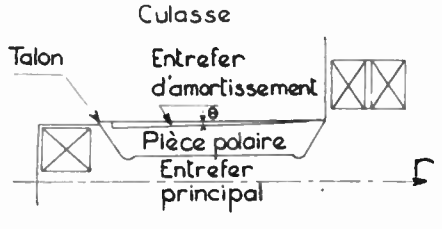


FIG. 3. — L'entrefer d'amortissement.

modèle MC 2 pour l'induction de 1,4 Ts montrent que la consommation d'ampères-tours supplémentaires de l'entrefer d'amortissement croît rapidement avec l'efficacité de la correction. Cette consommation est de 11,2 pour cent des ampères-tours totaux pour une correction de 40 pour cent.

Le tableau I *b* donne le défaut δn après correction avec un entrefer d'amortissement de hauteur variable. Dans ce cas sa hauteur à l'orbite d'équilibre est maintenue constante, seul l'angle θ varie. Il a été possible d'augmenter la correction pour des valeurs plus grandes de θ, mais en rendant prohibitive la consommation d'ampères-tours. Les valeurs optimum de l'entrefer d'amortissement déduites de l'étude sur le modèle MC 2 et adoptées pour le modèle MA 2 sont :

$$\theta = 6{,}2.10^{-3} \text{ rd}$$

et la hauteur = 8,3 mm à l'orbite d'équilibre.

TABLEAU I

a

Entrefer d'amortissement à hauteur constante	
ΔNI %	δn
0,6	0,37
4,8	0,26
11,2	0,22

b

Entrefer d'amortissement à hauteur variable		
ΔNI %	θ *rd*	δn
4,8	0	0,26
4,8	$7{,}8.10^{-3}$	0,19
4,8	$18{,}7.10^{-3}$	0,16

La figure 4 donne les résultats des mesures effectuées sur le modèle MA 2 avec ces valeurs. La cor-

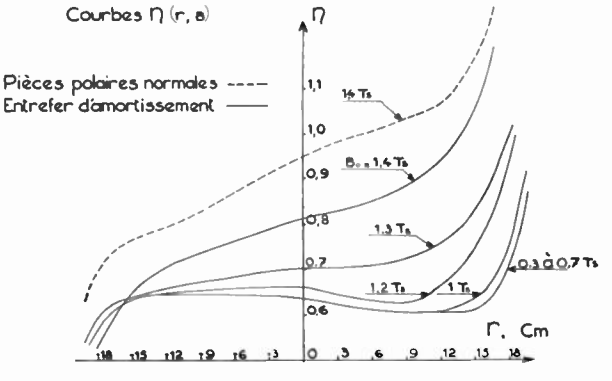


FIG. 4. — Indice du champ en fonction du rayon, avec l'induction B_0 comme paramètre, en présence de l'entrefer d'amortissement. Modèle MA2.

rection n'est pas suffisante à l'induction de 1,4 Ts, valeur pour laquelle les ampères-tours consommés sont de 14 pour cent. D'autre part, l'entrefer d'amortissement modifie l'indice de l'induction rémanente qui devient très positif. Cette influence peut être contrariée par l'action du talon qui sert à la fixation de la pièce polaire, s'il est en matériau magnétique. Ce talon rend l'indice rémanent négatif ; les effets sont résumés dans le tableau II.

TABLEAU II

θ *rd*	*n* rémanent	
	sans talon	avec talon
0	— 2	— 8
$7{,}8.10^{-3}$	+ 7,4	— 1,5

Citons enfin une tentative de correction effectuée avec des pièces polaires munies de fentes verticales (voir fig. 5). Ces fentes devaient limiter

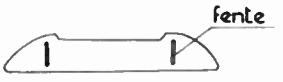


Fig. 5. — Pièce polaire avec fentes verticales.

l'influence des flux de fuite d'extrémité des pièces polaires qui augmentent la saturation de la partie centrale pour les inductions élevées. L'expérience a montré que ces fentes n'apportaient aucune correction.

1.5. Correction de l'induction a la saturation par crénelage des pièces polaires

Le principe de cette correction consiste à réaliser en bordure de l'entrefer une région de perméabilité plus faible que celle de la pièce polaire. La saturation de cette région aux inductions élevées se traduit sur la distribution de l'induction d'entrefer comme si le profil effectif de la pièce polaire se modifiait en fonction de l'induction.

La région de faible perméabilité est réalisée en alternant des tôles d'épaisseur et de profils différents (voir fig. 6).

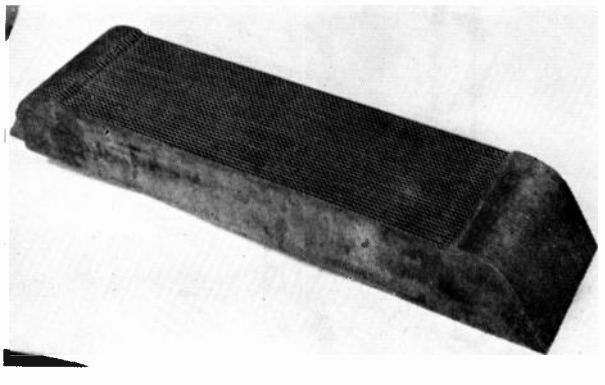


Fig. 6. — Pièce polaire crénelée.

L'indice de l'induction,

$$n = \frac{-R_0}{B_0}\frac{dB_z}{dr}$$

s'exprime en fonction de l'angle α de la pièce polaire avec le plan de symétrie d'entrefer sous la forme :

$$n = \frac{R_0}{e}\alpha$$

e étant la demi-hauteur de l'entrefer.

De même l'expression de la correction n_c de l'indice apporté par la zone de perméabilité équivalente μ_e du crénelage s'exprime en fonction de l'angle β du fond des créneaux avec la surface polaire; on a

$$n_c = \frac{R_0}{e}\frac{\beta}{\mu_e}$$

Pour assurer une meilleure correction radiale, il est possible de faire varier β en fonction du rayon. Pour des créneaux rectangulaires profonds on peut calculer la perméabilité équivalente de la région crénelée. Si B est l'induction dans l'entrefer de l'aimant, B_a et B_f l'induction dans l'air et le fer

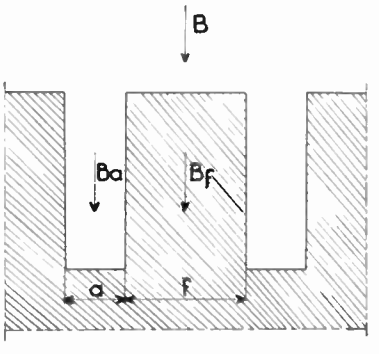


Fig. 7. — Profil du crénelage.

du crénelage (voir fig. 7), la conservation du flux sur un pas du crénelage s'écrit :

$$B\ (a + f) = B_f \cdot f + B_a \cdot a$$

Cette relation permet d'exprimer la perméabilité équivalente μ_e de la zone crénelée en fonction de la densité du crénelage $\gamma = \dfrac{f}{a+f}$ et de la perméabilité μ_f du fer ; on en tire l'expression :

$$\mu_e = \mu_f \cdot \gamma + 1 - \gamma$$

avec pour l'induction d'entrefer : $B = \mu_e \dfrac{B_f}{\mu_f}$

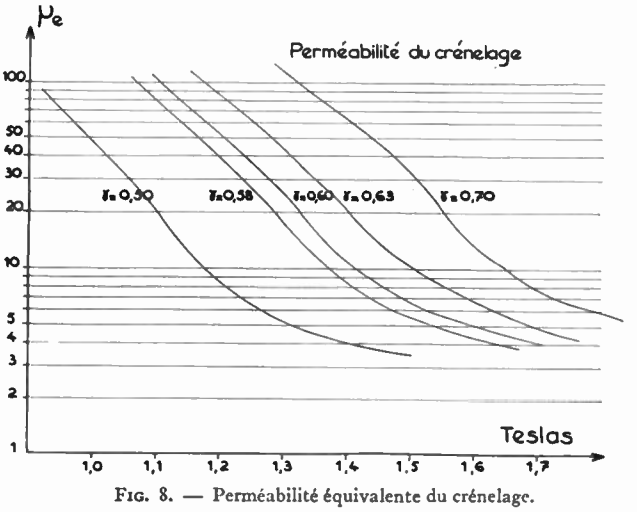


Fig. 8. — Perméabilité équivalente du crénelage.

Ces relations permettent, pour une qualité de fer donnée, de calculer la famille de courbes $\mu_e = f(B, \gamma)$. Elles sont représentées (fig. 8) en échelle semi-logarithmique, pour le type de crénelage rectangulaire que l'on vient de considérer.

Il est important de remarquer que l'on dispose de deux paramètres B et γ pour effectuer la correction. La figure 9 montre la correction calculée en fonction de l'induction B pour deux valeurs de γ.

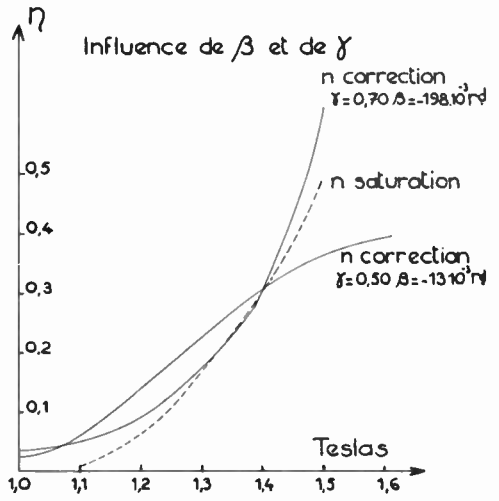


FIG. 9. — Influence des coefficients β et γ

La valeur $\gamma = 0{,}5$ donne une surcorrection du défaut alors que pour $\gamma = 0{,}7$ la correction est insuffisante pour 1,5 Ts. L'expérimentation faite sur le modèle MA 2 a porté sur des valeurs $\gamma \simeq 0{,}60$. Les résultats expérimentaux que nous citons maintenant portent sur un profil de crénelage comportant trois valeurs de l'angle β pour assurer une meilleure correction radiale (voir fig. 10). La densité de crénelage $\gamma = 0{,}63$ est réalisée en alternant une tôle de 1 mm avec une tôle de 2 mm. La figure 11 donne la correction d'indice obtenue à l'orbite d'équilibre. La courbe calculée concorde avec les résultats expérimentaux jusqu'à 1,45 Ts valeur au-delà de laquelle une divergence se produit. Il est possible que la saturation des blocs d'extrémité du modèle dûe au

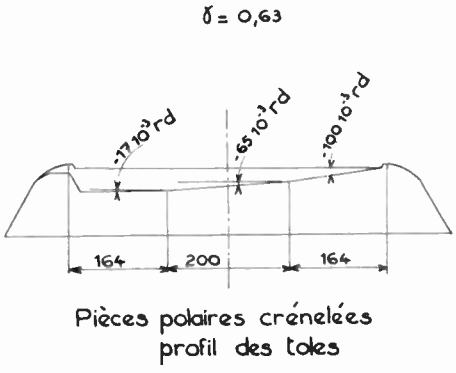


FIG. 10. — Pièce polaire crénelée à angle variable.

flux de fuite azimutaux modifie l'induction dans le bloc central du modèle constitué de 5 blocs. La figure 12 donne les résultats obtenus en fonction du rayon et de l'induction B_0 ; la comparaison avec

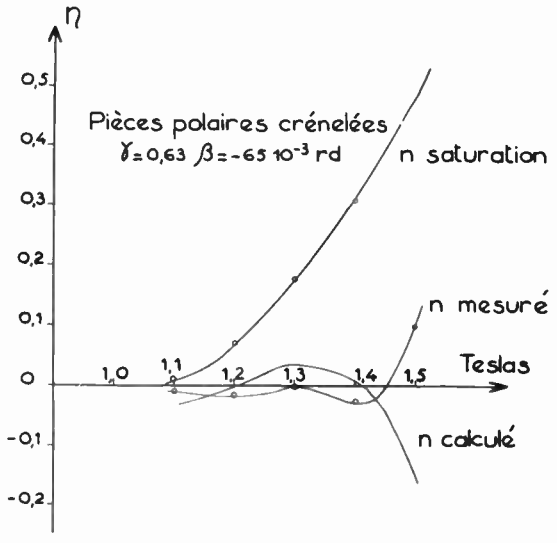


FIG. 11. — Indice du champ, avec les pièces polaires crénelées, à l'orbite d'équilibre. Modèle MA2.

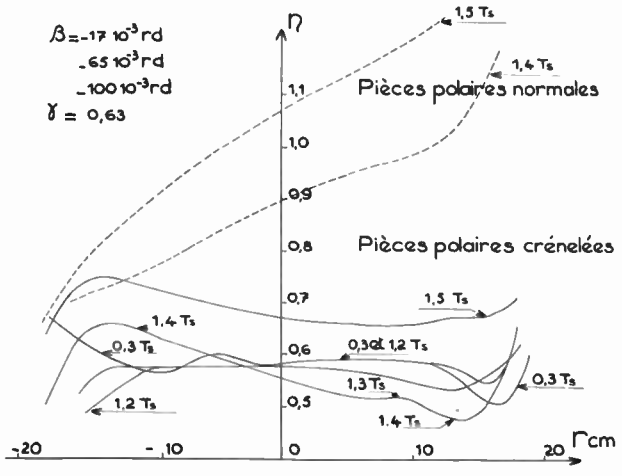


FIG. 12. — Indice du champ en fonction du rayon, avec l'induction B_0 comme paramètre, pour les pièces polaires crénelées. Modèle MA2.

les résultats obtenus pour les pièces polaires normales (courbes pointillées) montre l'efficacité de correction du crénelage. Bien qu'une légère surcorrection se manifeste sur l'extérieur de la zone utile, les courbes s'écartent très peu des valeurs limites de stabilité ($n = 0{,}55$ et $0{,}75$).

Cette correction se fait au préjudice des ampères-tours d'alimentation. En effet, si h est la profondeur du crénelage à l'orbite d'équilibre et e la demi-hauteur d'entrefer, le pourcentage d'ampères-tours consommés dans le crénelage par rapport aux ampères-tours d'entrefer est :

$$(\Delta nI)\ \% = \frac{h}{e\mu_e}$$

Il est de 2,3 pour cent pour les caractéristiques de crénelage considérées ci-dessus, et nettement inférieur à celui de l'entrefer d'amortissement. La correction par crénelage n'a pu être utilisée sur le synchrotron en raison des exigences du planning, son étude n'étant pas terminée à l'époque désirée.

Quoi qu'il en soit cette méthode de correction, même si elle doit être complétée par l'utilisation de circuits correcteurs, permet de réduire à la fois leur encombrement dans l'entrefer et l'importance de leur alimentation.

1.6. Extrémités de quadrant

D'une section droite à la suivante, l'orbite d'équilibre doit tourner d'exactement 90°. Le champ magnétique qui provoque cette rotation est en principe un champ constant B_0 engendré par 72 blocs, occupant chacun une longueur S de l'orbite d'équilibre ($S = 18{,}4$ cm). En réalité le champ ne passe pas brusquement de B_0 à zéro aux extrémités de quadrant ; le flux de fuite contribue aussi à courber la trajectoire. Le nombre équivalent de blocs est

$$N = \frac{1}{B_0 S} \int B\,ds,$$

l'intégrale étant prise tout le long de l'orbite d'équilibre entre deux sections droites successives. Le nombre réel de blocs étant 71 par quadrant, on pose $2\sigma = N - 71$; σ doit être égal à 0,5 ; c'est l'équivalent du supplément de flux à chaque extrémité, exprimé en nombre de blocs.

La figure 13 donne la courbe du champ de fuite dans le cas de différents profils azimutaux de pièces polaires, avec les valeurs correspondantes de σ.

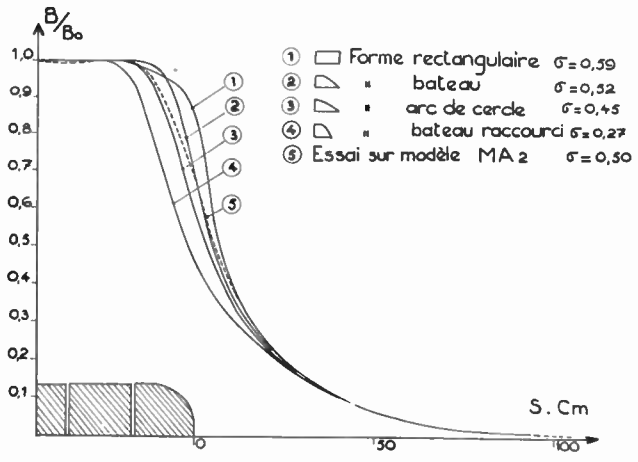


Fig. 13. — Champ de fuite aux extrémités de quadrant ; les courbes sont ramenées à l'échelle de Saturne.

La courbe en pointillé représente le profil définitif. La différence d'allure avec les courbes sur modèle réduit peut provenir du fait que les extrémités des bobines du modèle réduit ne sont pas une réduction exacte de celles du modèle MA 2.

1.7. Expérimentation sur l'induction rémanente

La commande du cycle de l'induction du modèle MA 1 en fonction du temps permettait de faire varier l'induction maximum et de fractionner la descente en deux parties avec deux pentes différentes D_1 et D_2. Le joint de raccordement R pouvant se faire à induction variable.

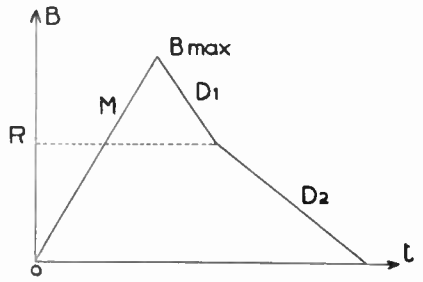


Fig. 14. — Cycle de l'induction pour étude du rémanent. Modèle MA2.

La figure 15 donne l'induction rémanente mesurée au milieu du bloc central du modèle MA 1 en fonction de la pente D_2, pour $D_1 = 2$ et 2,8 Ts/s et $R = 0{,}2$ et 0,5 Ts.

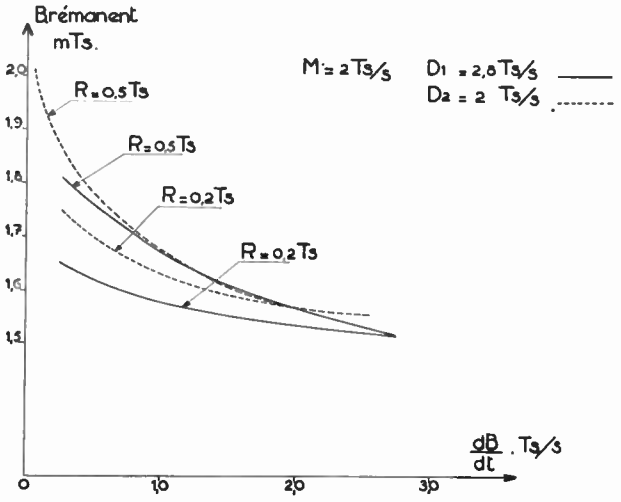


Fig. 15. — Influence de la vitesse de descente du cycle sur l'induction rémanente. Modèle MA2.

Sur l'ensemble des courbes, B rémanent diminue lorsque la vitesse de descente augmente. Ceci s'explique par l'augmentation des courants de Foucault, proportionnels à dB/dt, qui s'opposent à l'aimantation. L'induction rémanente varie d'ailleurs avec la durée d'application de chacune des pentes.

Le tableau III donne pour une vitesse de montée égale à la vitesse de descente (2 Ts/s) l'induction rémanente en fonction de l'induction maximum.

TABLEAU III

B_{max} en Ts	0,9	1,0	1,29	1,39	1,51
B_r en m Ts	1,62	1,61	1,58	1,58	1,58

Dans cet essai, le temps de descente varie. Pour des temps de descente inférieurs à 1 s, l'effet des courants de Foucault non complètement établis est plus faible et B rémanent augmente.

La figure 16 montre la variation azimutale de B rémanent, pour des vitesses de descente D_2 différentes. Lorsque la vitesse de descente augmente l'effet des courants de Foucault créés par le flux de fuite azimutal de blocs d'extrémité diminue B rémanent dans les blocs d'extrémité.

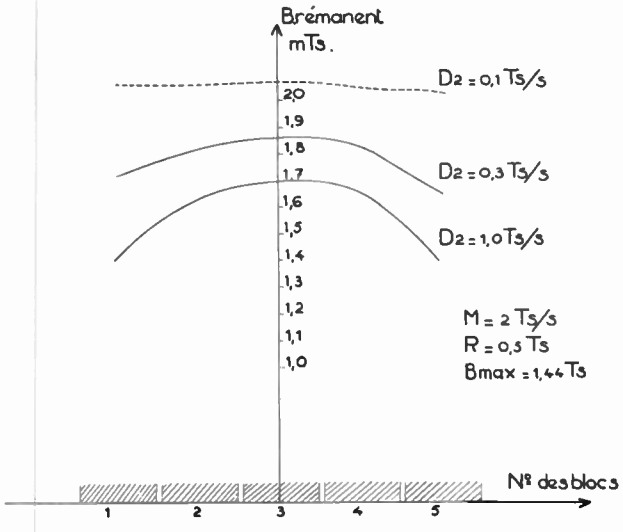


FIG. 16. — Répartition azimutale de l'induction rémanente à l'orbite d'équilibre. Modèle MA2.

1.8. TEST MAGNÉTIQUE DES PIÈCES POLAIRES ET DES CHAMBRES

Les tolérances de construction des pièces polaires étant assez serrées pour rendre inutile un contrôle magnétique systématique, on s'est borné à une vérification par prélèvement, en mesurant l'induction et l'indice dans un bloc de référence du modèle hexabloc, une des pièces polaires servant elle aussi de référence et l'autre étant la pièce essayée. Le plus grand écart d'indice ainsi mesuré est 0,03 pour l'induction $B_0 = 1{,}5$ Ts et 0,015 pour $B_0 = 0{,}7$ Ts. Pour cette dernière valeur, la moyenne de l'indice mesurée est 0,565, l'indice déduit des mesures d'angle étant 0,553 ; l'accord est satisfaisant. L'indice diffère de celui du synchrotron en raison de la disposition parallèle des blocs du modèle hexabloc.

Le même modèle a servi à tester par prélèvement les éléments de chambre ; on a constaté une très bonne reproductibilité dans cette fabrication.

2. Contrôle magnétique de Saturne

Un contrôle des caractéristiques magnétiques a été effectué sur une fraction des blocs et dans les sections droites de l'aimant.

Les mesures ont été faites en présence de la chambre et des dispositifs d'injection et d'accélération. Elles ont porté sur l'induction, l'indice n, le champ de fuite d'extrémité des quadrants et la position du plan médian magnétique. Les mesures ont été faites avec les appareils déjà cités [1].

Les courbes de la figure 17 donnent la variation de l'induction mesurée sur le bloc central d'un

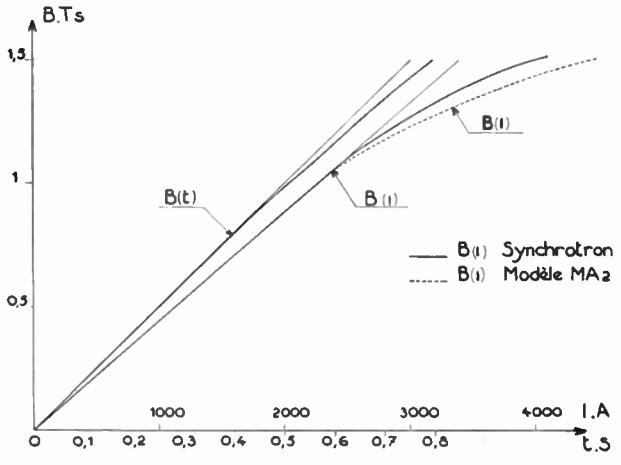


FIG. 17. — Courbes $B(t)$ et $B(I)$.

quadrant en fonction du temps et du courant. La tension d'alimentation était de 6 000 V au début du cycle. La valeur de $\frac{dB_0}{dt}$ pour l'induction d'injection qui lui correspond est : 2 Ts/s.

L'écart entre les courbes $B_0 = f(I)$ du synchrotron et du modèle provient du passage vers le bloc central du modèle d'une fraction du flux des blocs d'extrémité, ce dernier n'étant composé que de 5 blocs. Le flux de chaque bloc d'extrémité est 1,50 fois celui d'un bloc normal ; il est donc beaucoup plus saturé. La consommation d'ampères-tours dans la culasse est de 16 pour cent des ampères-tours totaux, alors que sur le modèle elle est de 25 pour cent. La valeur de l'induction maximum pour le courant nominal de l'alimentation est ainsi portée à une valeur voisine de 1,55 Ts.

La figure 18 donne la distribution de l'induction rémanente à l'orbite d'équilibre dans un quadrant de l'aimant. Cette distribution est identique à celle qui résulte des tests des blocs ; chaque bloc a donc conservé son individualité quant aux propriétés magnétiques. La valeur moyenne de l'induction rémanente qui résulte de ces mesures est de $13{,}50.10^{-4}$ Ts et l'indice qui lui correspond est de 1,32 (fig. 19).

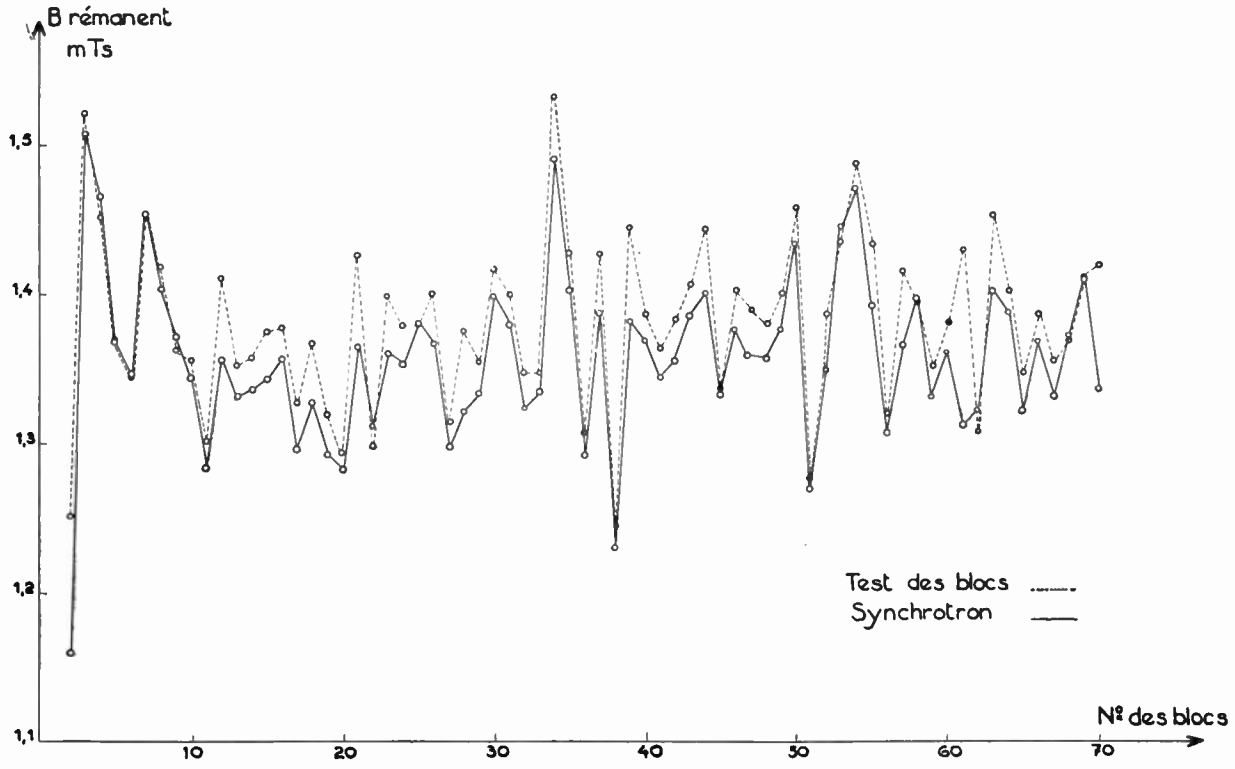


FIG. 18. — Induction rémanente dans les blocs d'un quadrant.

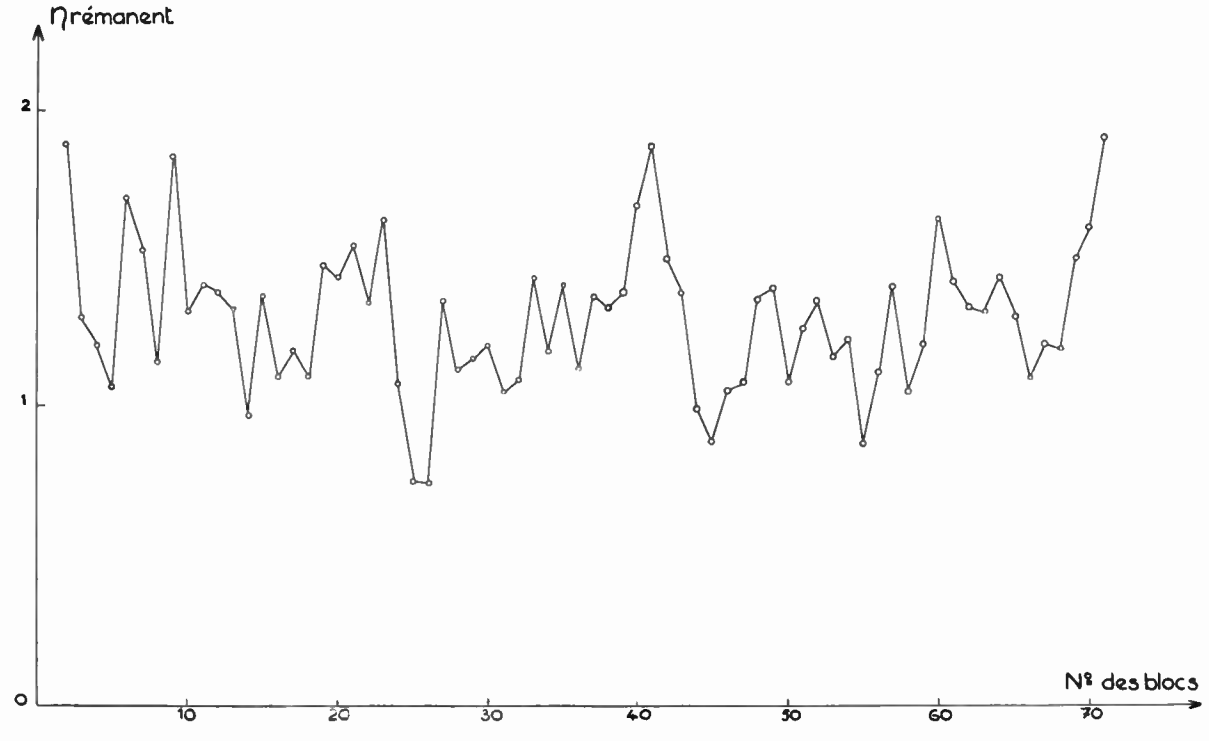


FIG. 19. — Indice rémanent dans les blocs d'un quadrant.

2.1. L'INDICE n

En désignant par B_r et B_d les composantes suivant z de l'induction rémanente et dynamique, par n_r et n_d les indices correspondants, et en posant :

$$n_r = -\frac{R_0}{B_r}\frac{(dB_z)_r}{dr} \quad \text{et} \quad n_d = -\frac{R_0}{B_d}\frac{(dB_z)_d}{dr},$$

on trouve :

$$n = \frac{B_r}{B_r + B_d} n_r + \frac{B_d}{B_r + B_d} n_d$$

Les familles de courbes des figures 20 et 21 donnent les valeurs de l'indice n pour différentes inductions,

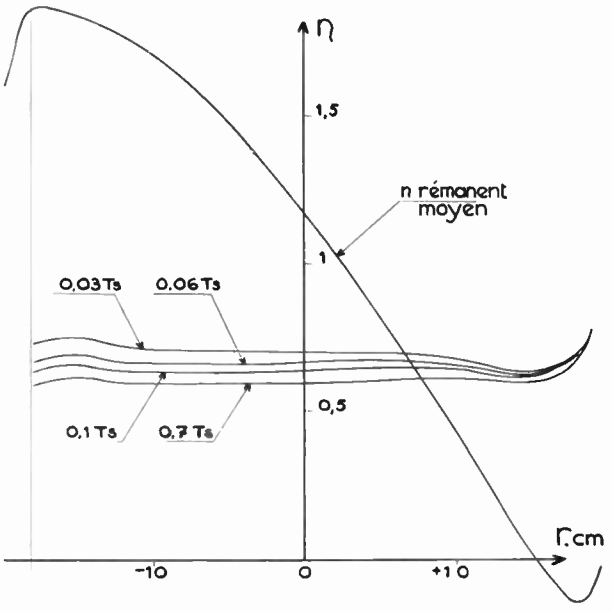


FIG. 20. — Indice rémanent et indice pour des inductions jusqu'à 0,7 tesla, sur Saturne.

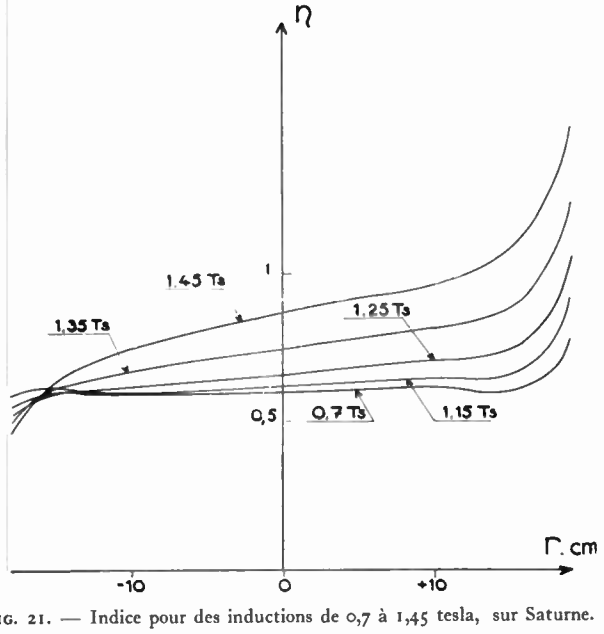


FIG. 21. — Indice pour des inductions de 0,7 à 1,45 tesla, sur Saturne.

y compris l'induction rémanente. Ces résultats correspondent à la moyenne des mesures faites sur 6 blocs pris dans les 4 quadrants de l'aimant. La valeur moyenne de l'indice pour l'induction d'injection est 0,70 au voisinage de l'orbite d'équilibre. L'écart maximum trouvé entre les blocs est de 0,03 pour toutes les inductions comprises entre 325.10^{-4} Ts et 1,45 Ts. La figure 22 donne la zone radiale utilisable par le faisceau en fonction de l'induction. On a vérifié, d'autre part, que l'influence de la chambre sur la distribution du champ était négligeable à partir du champ d'injection.

L'écart sur n de 0,05 pour les inductions moyennes que l'on trouve avec les résultats du modèle provient d'une valeur légèrement différente de l'angle α_0 des pièces polaires adoptées pour l'aimant. La valeur

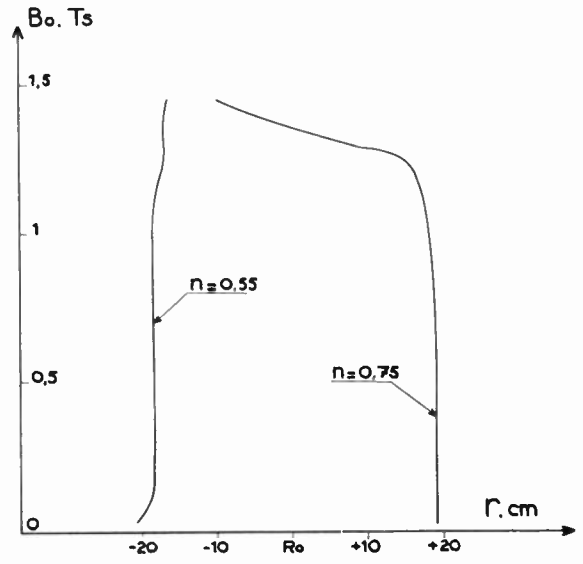


FIG. 22. — Zone utile en fonction de l'induction B_0 sur Saturne.

moyenne de l'angle α_0 mesurée sur les pièces polaires du synchrotron est : $\alpha_0 = 5{,}72.10^{-3}$ radian. Le plus grand écart mesuré est : $0{,}24.10^{-3}$ radian.

L'augmentation de l'indice à la saturation est également plus faible, les blocs de l'aimant étant moins saturés que ceux du modèle pour la raison déjà citée ci-dessus.

2.2. Les extrémités de quadrants

La décroissance azimutale de l'induction aux extrémités de quadrant et dans les sections droites a été contrôlée en présence de la chambre et des systèmes d'accélération et d'injection. Les mesures étaient faites dans le plan médian géométrique, sur l'orbite d'équilibre de rayon R_0, et aux rayons $R_0 - 10$ cm et $R_0 + 10$ cm, ceci pour 10 valeurs de l'induction entre 325.10^{-4} Ts (injection) et 1,5 Ts. Les résultats sont conformes à ceux du modèle ; la carte du champ est pratiquement invariante, grâce à la forme galbée des pièces polaires d'extrémité. La longueur équivalente ne diffère pas de plus de $\pm$ 5 mm de la longueur théorique.

2.3. Le plan médian

Le plan médian magnétique est le plan dans lequel la composante radiale de l'induction est nulle, la direction radiale étant horizontale. Les appareillages de mesures [1] permettent de déterminer la position du plan médian par rapport au plan de symétrie d'entrefer. L'appareillage dynamique mesure la variation du plan médian en fonction de l'induction à partir de l'état initial correspondant à la position du plan médian rémanent.

En chaque point de l'entrefer la composante radiale de l'induction est la somme des composantes dues aux inductions rémanente et dynamique. Chacune de ces composantes s'exprime sous la forme

$-n\frac{B}{R_o}z$; en annulant leur somme on trouve pour la cote z_B du plan médian résultant l'expression :

$$z_B = \left(1 + \frac{n_d B_d}{n_r' B_r}\right)^{-1} z_r + \left(1 + \frac{n_r B_r}{n_d B_d}\right)^{-1} z_d \qquad (2)$$

avec : $$B = B_r + B_d$$

Dans cette expression z_r et z_d sont les cotes des plans médians rémanent et dynamique, n_r, n_d et B_r, B_d les indices et les inductions correspondants.

La position du plan médian rémanent a été déterminée sur 11 blocs de l'aimant à l'orbite d'équilibre R_o et à $R_o \pm 10$ cm. Le premier terme de l'expression (2) représente la contribution du rémanent au défaut de plan médian. A l'induction B_i correspondant à l'injection ce terme vaut approximativement à l'orbite d'équilibre

$$(z_r)_{B_i} = \frac{z_r}{13}$$

La valeur de l'indice n_r varie en fonction du rayon et s'annule pour une certaine position radiale ; dans ce cas la position du plan médian est indéterminée.

La précision de la détermination de $(z_r)_{B_i}$ est de $\pm$ 1 mm.

Le tableau IV donne la contribution à l'injection du défaut du plan médian rémanent correspondant aux 11 blocs mesurés. Le plus grand écart est voisin de 3 mm.

TABLEAU IV

R	R_o − 100 mm	R_o	R_o + 100 mm
$(Z_r)_{Bi}$	+ 0,5	+ 0,5	+ 0,7

Le second terme de l'expression (2) représente la contribution du défaut de plan médian dynamique à l'injection, soit :

$$(z_d)_{B_i} = \frac{z_d}{1{,}08} \simeq z_d$$

Il représente approximativement le défaut à l'injection du fait que l'induction rémanente est faible. La précision sur la mesure de z_d est de $\pm$ 1 mm. Les mesures ont été faites sur 25 blocs répartis dans les 4 quadrants, les moyennes par quadrant et pour l'ensemble de l'aimant sont indiquées au tableau V.

TABLEAU V

N° du quadrant	1	2	3	4	Aimant
$Z_{(mm)}$	+ 2,2	+ 1,0	+ 1,1	+ 2,4	+ 1,7

Les quadrants 1 et 4 présentent les plus grands défauts et le plan médian magnétique de l'aimant est au-dessus du plan médian géométrique. Ce défaut ne semble pas varier en fonction de l'induction.

Des mesures effectuées sur 5 blocs en fonction du rayon ont montré que le plan médian est plus élevé de 1 mm par rapport à sa position à l'orbite d'équilibre. A l'injection le défaut de plan médian (z) est la somme des défauts calculés $(z_r)_{B_i}$ et $(z_d)_{B_i}$.

Pour des inductions élevées seul subsiste le défaut de plan médian dynamique. Le fait que la position du plan médian dynamique est indépendante de l'induction fait penser à des petits défauts mécaniques de positionnement des blocs.

En effet si $\Delta\alpha$ est l'angle du plan de symétrie des faces polaires avec la direction radiale, la position z du plan médian dynamique s'exprime en fonction de ce défaut angulaire et de l'indice n par la relation :

$$z = \Delta\alpha \cdot \frac{R_o}{n}$$

R_o étant le rayon de l'orbite d'équilibre.

Pour une erreur $\Delta\alpha = 10^{-3}$ rad on a : $z = 14$ mm.

Les mesures mécaniques ont montré que la rotation autour d'un axe azimutal des blocs des quadrants 1 et 4 est telle que le plan médian est trop haut (ce qui est confirmé par les mesures magnétiques), et que, d'autre part, les écarts de positionnement sont en fait d'un ordre de grandeur à l'intérieur de la tolérance imposée de $\pm 10^{-3}$ rd.

Les mesures sur modèle ont été effectuées principalement par MM. AHRWEILLER, SAGNIEZ et VAVASSEUR, avec beaucoup de compétence et d'efficacité.

Le contrôle magnétique de Saturne n'a pu être mené à bien en un temps réduit (quelques semaines) que grâce au concours actif d'un grand nombre de personnes ; nous devons nous borner à les remercier collectivement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. CHONEZ, A. GABET, E. LABOIS, P. LEROND, G. RASTOIX, J. TAILLET : Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay, *Onde Electrique*, juin 1959, page 473.

[2] G. BRONCA, H. BRUCK, J. HAMELIN, G. NEYRET — Le test des blocs de l'électro-aimant du synchrotron de Saclay, *Nuclear Instruments*, 1 (1957), P. 123-132.

[3] G. BRONCA, H. BRUCK, G. GENDREAU, J. HAMELIN, G. NEYRET, M. SALVAT, J. PARAIN — Conception de l'aimant du synchrotron Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, p. 445.

[4] H. BRUCK, G. BRONCA, J. HAMELIN, G. NEYRET, J. PARAIN — Correction du champ magnétique par entrefer d'amortissement ou par crénelage de la surface polaire, *C.E.R.N. Symposium* 1956, volume 1, p. 330.

Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay

PAR

A. CHONEZ, A. GABET (1), E. LABOIS,
P. LEROND, G. RASTOIX (1), J. TAILLET

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Principes généraux

La presque totalité des mesures magnétiques nécessaires dans la construction de SATURNE, aussi bien au stade de l'étude (mesures sur modèles), au stade de l'édification de l'aimant (test des blocs), qu'au stade précédant la mise en marche de la machine (test de l'aimant monté), impliquait des conditions bien particulières assorties d'exigences de précision si sévères que l'appareillage de mesure disponible sur le marché ne pouvait être que d'un secours limité.

Il a donc été nécessaire de créer un appareillage nouveau, dont l'utilité a été manifeste dès les premières heures de l'étude, car il a permis de passer rapidement du domaine de la spéculation théorique au domaine de l'expérience. D'autres appareils ont ensuite été élaborés pour accroître la rapidité, la commodité et la précision des mesures.

Les idées directrices qui ont orienté notre choix sont les suivantes :

Pour les premiers appareils, nous avons recherché la rapidité d'exécution et la sécurité de fonctionnement avant toute autre qualité, ce qui nous a conduit à préférer les appareils dont le principe de fonctionnement était bien connu.

Pour les appareils dont la réalisation a suivi les premières études, nous avons recherché la rapidité de mesure, la précision et la sécurité de fonctionnement, et surtout la facilité de lecture des résultats.

En même temps que la construction des appareils de mesures magnétiques, nous entreprenions l'exécution ou la régulation des systèmes d'alimentation des modèles d'aimant et de l'« hexabloc » de test. A cet effet, un certain nombre de régulateurs de précision ont été élaborés et des dispositifs de cyclage ont été réalisés. Dans ce cas encore, les mêmes idées directrices ont guidé nos recherches : simplicité et rapidité pour les premières réalisations, qui devaient permettre le démarrage des études, application de techniques plus évoluées pour l'appareillage de cyclage des modèles et de l'« hexabloc » qui devaient fonctionner avec une bonne reproductibilité.

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de SATURNE.

2. Alimentation des modèles d'aimant

2.1. MODÈLE CONTINU

Ce modèle est alimenté par une génératrice 115 V-200 A dont le courant est stabilisé à 0,01 % près par un dispositif identique à celui déjà utilisé pour l'aimant de déflexion du générateur Van de Graaff 5 MeV de Saclay [1].

Il s'agit d'une chaîne comportant une boucle de régulation des fluctuations rapides de tension aux bornes du modèle et une boucle à faible bande passante qui asservit le courant traversant la bobine de l'électro-aimant à une tension de référence. Cette dernière boucle utilise un amplificateur à vibreur dont le gain est élevé et les dérives très réduites.

2.2. MODÈLE HOMOTHÉTIQUE A PULSATION RAPIDE

Le problème de la production des impulsions triangulaires de courant (croissance linéaire de 0 à 1 000 A environ, en 60 millisecondes, soit une pente de l'ordre de 16 000 A/s), nécessaires à l'alimentation de ce modèle, a été résolu de façon particulièrement simple [2] : un interrupteur à couteau, commandé par contrepoids, ferme brutalement l'induit d'une génératrice excitée sur l'enroulement de l'électro-aimant ; lorsque le courant atteint la valeur souhaitée, un fusible d'aluminium convenablement choisi, rompt le circuit. Un redresseur sec au sélénium connecté en permanence, dans le sens approprié, aux bornes de l'électro-aimant permet d'éviter que la rupture du fusible ne se traduise par une brutale surtension : le courant de l'électro-aimant se referme

en effet par son intermédiaire sans passer par la génératrice, et on atteint rapidement l'extinction (fig. 1).

Une étude préalable de la rupture de fusibles par un courant croissant linéairement a permis de

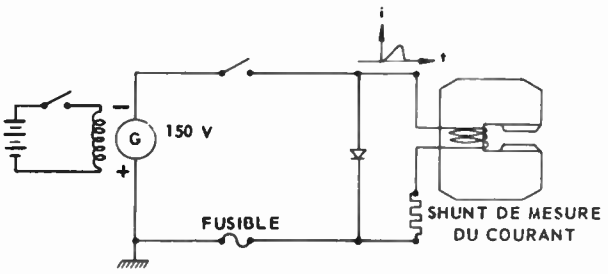


FIG. 1. — Schéma de principe de l'alimentation du modèle homothétique à pulsation rapide.

vérifier que l'intensité à la coupure est proportionnelle à la puissance 4/3 du diamètre du fil. Dans les présentes conditions d'utilisation, la coupure à 1 000 ampères était obtenue par un fusible en fil d'aluminium de 1,1 mm de diamètre.

Le coupe-circuit a été réalisé de la manière suivante : une plaque de micalex supportait les deux bornes d'amenée de courant distantes de 200 mm, munies de plaques massives en laiton permettant un serrage rapide et efficace du fil fusible. Ce dernier était courbé de telle sorte qu'il y ait autosoufflage de l'arc qui tend à s'amorcer entre débris projetés et en fusion.

L'ensemble, enfermé dans une enceinte efficacement ventilée, a supporté plusieurs milliers de coupures sans détérioration gênante, délivrant des impulsions de courant reproductibles à ± 1,5 % près.

Le développement de l'enregistrement photographique des grandeurs mesurées à chaque impulsion (voir § 3.2.3) imposait un délai entre impulsions successives, de l'ordre d'une à deux minutes, délai plus que suffisant pour opérer le remplacement manuel du fusible, de sorte qu'aucun dispositif de réalimentation automatique n'était nécessaire.

2.3. Dispositif de cyclage des modèles a l'échelle et de l'hexabloc

Ce dispositif construit par l'Alsthom avec notre collaboration, et dont le schéma simplifié est repré-

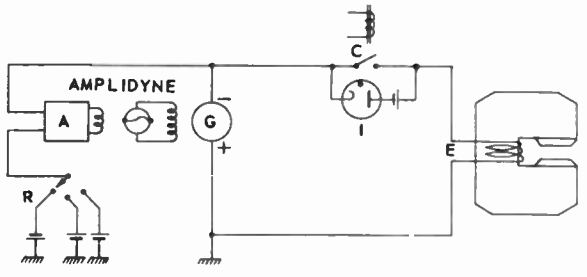


FIG. 2. — Schéma de principe du dispositif de cyclage des modèles à l'échelle et de l'hexabloc.

senté figure 2, nous a permis de produire sur les modèles à l'échelle et sur l'hexabloc un cycle magnétique analogue à celui de SATURNE, mais avec des temps de montée, de descente et de repos réglables à volonté.

L'élément essentiel du montage est une génératrice G de 250 kVA (150 volts, 4 500 ampères en régime pulsé). Le courant de l'inducteur est fourni par un amplidyne commandé par un amplificateur électronique différentiel A. Un contacteur mécanique C permet de connecter rapidement l'induit de la génératrice à l'enroulement E du modèle. Un petit ignitron I, en parallèle avec le contacteur, peut être débloqué par une impulsion de commande.

La chaîne de réaction négative formée par l'amplificateur différentiel A, l'amplidyne et la génératrice G permet d'établir aux bornes de G une tension égale à celle que délivre une alimentation de référence R. Cette alimentation se présente sous la forme d'un ensemble de piles Mallory que des relais télégraphiques rapides commutent successivement à la sortie.

Les relais sont commandés par des thyratrons que des bascules monostables pilotent à partir d'une impulsion de déclenchement : l'ensemble de l'alimentation R se comporte donc comme un générateur d'ondes rectangulaires de durée et d'amplitude parfaitement définies. La tension aux bornes de la génératrice G est capable de suivre ces ordres avec un faible retard : le renversement complet de la tension demande un temps de l'ordre de 50 millisecondes.

La séquence de fonctionnement du dispositif est la suivante :

a) la tension de la génératrice est à l'origine négative. Le contacteur mécanique est ouvert (temps de repos).

b) le contacteur mécanique est fermé au temps t_0 qui marque le début du cycle. Le courant croît (temps de montée).

c) l'alimentation R applique une tension positive à l'entrée de l'amplificateur A ; la tension aux bornes de la génératrice est renversée par la chaîne de contre réaction ; le courant décroît (temps de descente).

d) à un instant qui précède de peu le passage par zéro du courant, on donne l'ordre d'ouverture du contacteur et on débloque l'ignitron. Le contacteur s'ouvre avec un certain retard : il faut régler l'instant où l'on donne l'ordre d'ouverture pour que le contacteur s'ouvre après le déblocage de l'ignitron mais avant que le courant ne change de signe. Dans ces conditions, le courant de quelques centaines d'ampères qui traverse le circuit, passe par l'ignitron et s'éteint au lieu de changer de signe.

De nombreux auxiliaires permettent à ce montage de fonctionner en toute sécurité.

3. Appareillage de mesures magnétiques

3.1. Mesures statiques

Les mesures statiques ont été effectuées à l'aide d'appareillages à bobine tournante (mesure de champs inhomogènes), de dispositifs à bobine sauteuse (mesure de gradient de champ) et de magnétomètres (mesure de l'intensité et du gradient de l'induction rémanente).

3.1.1. *Bobine tournante et amplificateurs associés*

La bobine (diamètre 2 mm, longueur 3 mm) comportant 550 spires offrant une surface totale de 26 cm², entraînée à 1 500 tours par minute par un moteur électrique, délivre une tension de 40 microvolts par gauss.

Ce signal est amplifié par un ensemble [3] comportant :

— un préamplificateur à haute sensibilité auquel est incorporé un diviseur de potentiel permettant la sélection de 11 gammes de mesures ;

— un amplificateur linéaire de gain 100, à haute stabilité ;

— un amplificateur correcteur de fréquence, destiné à corriger les erreurs dues aux variations de vitesse du moteur d'entraînement de la bobine ; il comporte un amplificateur à courant continu de gain 100 000 à deux voies de réaction négative.

Avec la bobine décrite, cet ensemble permet la mesure de champs compris entre une dizaine de gauss et 20 000 gauss ; sa précision, limitée par l'appareil de mesure placé en sortie, est de 0,5 % au-dessus de 500 gauss.

3.1.2. *Bobine sauteuse*

Un mécanisme à ressort assure la translation rapide de cette bobine sur une distance d'un cm. La mesure du flux coupé par la bobine pendant ce déplacement est faite sur un galvanomètre fonctionnant en balistique. Une bobine auxiliaire fixe, en opposition avec la bobine mobile, annule l'effet d'une éventuelle variation de l'intensité du champ magnétique pendant la mesure.

Une bobine tournante et une bobine sauteuse montées sur le même chariot radial permettent l'exploration point par point de l'indice de champ n, déterminé ainsi avec une précision globale de l'ordre de 3 %.

3.1.3. *Magnétomètre SFENA type* 13. (Société française d'Equipements pour la Navigation Aérienne) [4].

Cet appareil formé d'une sonde et d'un amplificateur, permet la mesure, par une méthode d'opposition, des champs magnétiques faibles (de 10 à 50 oersteds), et de gradients compris entre 5 et 200 millioersteds/cm. Le détecteur de zéro comporte un élément sensible constitué par de petites tiges de mumétal au molybdène, entouré d'un solénoïde dans lequel un courant stabilisé produit le champ de polarisation ; une bobine auxiliaire permet la mesure du gradient après une translation de la sonde de 1 cm.

Ce magnétomètre a permis de mesurer le champ rémanent des blocs de l'aimant de Saturne à $\pm$ 0,5 %, et de déterminer l'indice de champ rémanent à $\pm$ 5 % près.

3.2. Mesures dynamiques

3.2.1. *Généralités*

La mesure des différentes grandeurs dynamiques se ramène à celle du champ magnétique B. L'appareillage utilisé à cet effet comporte essentiellement une bobine que l'on dispose dans l'entrefer de l'électro-aimant et qui fournit le signal $\frac{dB}{dt}$, un intégrateur qui transforme la force électro-motrice aux bornes de la bobine en image de la variation du champ à partir du rémanent,

$$\int_0^t \frac{dB}{dt}\, dt ,$$

et un dispositif de mémoire qui conserve l'information recueillie pendant la pulsation de l'aimant. Pour la mesure de la variation du gradient à partir du rémanent, $\frac{\Delta B}{\Delta r}$, il faut utiliser un ensemble de deux bobines en opposition distantes de Δr et qui fournissent une force électromotrice proportionnelle à $\frac{d(\Delta B)}{dt}$. Un amplificateur porte ce signal à un niveau convenable, un intégrateur effectue l'opération :

$$\int_0^t \frac{d(\Delta B)}{dt}\, dt$$

et un dispositif de mémoire conserve l'information. Les valeurs B_0 et $\left(\frac{\Delta B}{\Delta r}\right)_0$ du champ et du gradient rémanents sont mesurées par ailleurs (voir 3.1.3).

Dans le cadre des principes généraux exposés au début de cet article, nous nous sommes proposé de réaliser deux types d'équipement différents. Le premier était destiné aux essais sur modèles homothétiques. Il devait pouvoir être construit rapidement et se caractériser par une très grande souplesse. Le second devait être utilisé pour les très nombreux essais sur modèles à l'échelle, pour les tests systématiques des blocs de l'aimant et pour les mesures sur l'aimant de Saturne après montage. Nous disposions d'un plus long délai pour l'étude de cet appareil, les problèmes posés par son utilisation étaient mieux définis, et nous cherchions en

premier lieu la réduction du temps de dépouillement des résultats de mesure.

Ces considérations nous ont conduit à réaliser tout d'abord un instrument relativement simple de type analogique, et à construire par la suite un appareillage plus évolué de type arithmétique.

3.2.2. *Les bobines de mesure*

Dans les deux cas, le jeu de bobines utilisé comporte :

— deux bobines identiques juxtaposées, bobinées chacune sur un mandrin rectangulaire, connectées en opposition de manière à fournir le signal proportionnel à $\frac{d(\Delta B)}{dt}$,

— une bobine de mêmes dimensions mais de surface effective beaucoup plus faible, délivrant le signal proportionnel à $\frac{dB}{dt}$; cet enroulement est bobiné soit sur l'une des bobines de gradient, soit sur deux demi-mandrins collés sur et sous l'assemblage des bobines de gradient, et axés dans le plan de jonction de ces deux dernières.

L'ensemble est monté sur un support qui permet de retourner les bobines de 180 degrés. Pour chaque mesure, on effectue deux enregistrements dont l'un après retournement et l'on fait la moyenne des résultats obtenus ce qui élimine la petite inégalité inévitable entre les surfaces des deux bobines de gradient, sans toutefois dispenser de rééquilibrer fréquemment ces deux bobines ; chacune d'elles étant munie d'une résistance d'amortissement, c'est en agissant sur l'une de celles-ci qu'on pratique le rééquilibrage. La stabilité dimensionnelle des bobines, obtenue par réalisation des mandrins en araldite coulée, et imprégnation des bobinages sous vide, à l'araldite, s'est révélée satisfaisante, compte-tenu des facilités de rééquilibrage et de la nécessité d'un réétalonnage périodique (1).

Le tableau suivant résume les caractéristiques des diverses bobines utilisées.

Mesures sur...	Modèle homothétique	Modèle grandeur
Dimensions extérieures du mandrin en mm :		
— longueur	112	180
— largeur	10	20
— hauteur	12	20
Bobine de champ :		
Nombre de spires	100	1 000
Surface effective (m^2) ..	0,1	3,2
Bobines de gradient :		
Nombre de spires	2 000	7 000
Surface effective (m^2) ..	1,55	22

(1) dans un champ très homogène mesuré par résonance nucléaire.

Dans les conditions normales correspondant à chacun de ces types de bobines, la bobine de champ délivre un signal moyen de quelques volts (2 à 4 volts); le couple de bobines de gradient délivre un signal de quelques dizaines de millivolts (entre 40 et 100 mV).

3.2.3. *Appareillage analogique*

La méthode [5] est dérivée de celle qui a été appliquée pour le Cosmotron de Brookhaven [6]. Le signal proportionnel à $\frac{dB}{dt}$ est intégré électroniquement [7] et appliqué aux plaques de déviation horizontale d'un oscillographe ; le signal proportionnel à $\frac{d(\Delta B)}{dt}$ est également intégré électroniquement et appliqué aux plaques de déviation verticale de l'oscillographe. La trace obtenue à chaque pulsation de l'électroaimant est photographiée à l'aide d'un appareil à développement instantané.

La précision des mesures est limitée par les défauts de concentration du faisceau électronique de l'oscillographe ; l'incertitude globale sur la détermination de l'indice du champ atteint 5 %. La lenteur du dépouillement des clichés est un inconvénient important de cette méthode.

3.2.4. *Appareillage arithmétique*

Cet appareillage, qui a déjà fait l'objet d'une étude détaillée dans l'*Onde Electrique* [8] ne sera décrit ci-dessous que très brièvement.

L'intégration des grandeurs de sortie des bobines est réalisée par des intégrateurs Miller rapides associés à des bascules. L'ensemble fournit un nombre d'impulsions proportionnel aux grandeurs dynamiques intégrées. Il y a deux chaînes, une pour la mesure du champ et l'autre pour la mesure du gradient.

Le dispositif de mémoire est constitué par plusieurs échelles de comptage qui additionnent en permanence le nombre d'impulsions provenant de la chaîne de mesure du gradient. Chacune de ces échelles est bloquée par une impulsion qui provient d'un compteur prédéterminé déclenché par la chaîne de mesure du champ ; le dispositif est agencé de telle sorte que chacune de ces impulsions de blocage coïncide avec le passage du champ variable par une suite de valeurs prédéterminées. Les échelles conservent donc la mémoire des valeurs instantanées du gradient correspondant à ces valeurs prédéterminées du champ, et l'on dispose d'une double suite de nombres qui permet de calculer par points l'évolution de l'indice du champ pendant le cycle magnétique.

La précision globale de la détermination de l'indice du champ par cette méthode atteint 2 %. D'autre part elle est rapide et fournit les résultats sous une forme numérique : sa facilité d'exploitation a permis de multiplier le nombre des mesures magnétiques sans allonger les délais impartis à ces mesures.

Le fonctionnement de l'ensemble intégrateur-bascule de cette chaîne n'est assuré que si la tension de la boucle de mesure est comprise entre certaines limites (2 à 7 volts) ce qui semble interdire les méthodes d'opposition. Nous avons pu cependant appliquer avec succès cette méthode à la mesure en dynamique des différences du champ existant dans chaque bloc de l'aimant et dans un bloc de référence (test des blocs). Il nous a suffi de déséquilibrer dans le sens convenable et dans un rapport connu les tensions provenant des bobines situées dans chacun de ces blocs.

Si le dispositif dynamique est reproductible, on peut montrer que dans ces conditions la différence des deux champs n'est connue qu'à quelques pour cent près, mais cette précision est suffisante puisque les écarts sont faibles et que, par conséquent la précision de mesure sur la valeur du champ à déterminer est de l'ordre du millième.

3.3. Mesure de la position du plan médian

3.3.1. *Généralités*

Le plan médian magnétique étant défini comme le plan horizontal dans lequel la composante radiale de l'induction est nulle, le problème consiste à mesurer la cote de ce plan par rapport au plan de symétrie de l'entrefer [9]. En réalité le lieu des points de l'entrefer où la composante radiale horizontale B_r est nulle est une surface gauche, mais elle s'écarte fort peu de son plan tangent ; d'une façon générale on considère la variation de B_r en fonction de z comme linéaire, et l'on ramène la mesure de la position du plan médian à deux mesures de B_r en fonction de z ; une troisième mesure confirme cette linéarité (fig. 3).

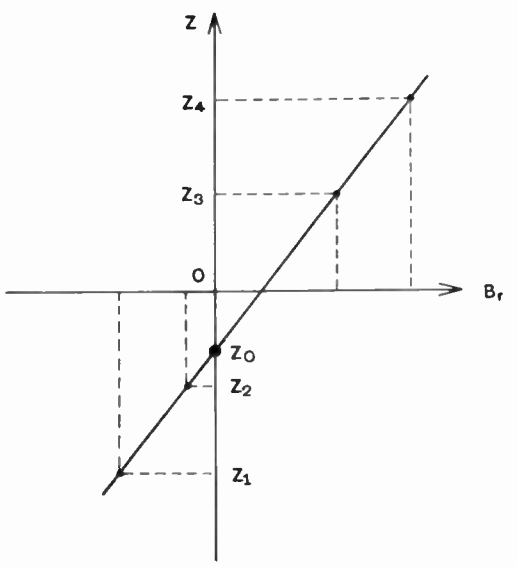


Fig. 3. — Principe des mesures de plan médian magnétique : on mesure B_r pour trois ou quatre valeurs de z ; la droite passant par ces points détermine z_0, cote du plan médian magnétique.

Les composantes B_r sont mesurées à partir de bobines à axe rigoureusement horizontal ; la composante verticale B_z est en effet très importante et tout écart à l'horizontalité de l'axe de la bobine supérieur à 10^{-4} radian se traduit par une erreur prohibitive sur la cote du plan médian : cette particularité constitue la difficulté fondamentale de ce type de mesure.

Il est indispensable de connaître l'évolution de B_r pendant le cycle : l'on procède comme pour les autres mesures magnétiques, c'est-à-dire que l'on additionne une valeur initiale $(B_r)_0$ due au magnétisme rémanent et une variation $B_r - (B_r)_0$ mesurée par les mêmes procédés d'intégration que les variations dynamiques du champ et du gradient.

3.3.2. *Plan médian rémanent* [10]

On fait effectuer à une bobine dont l'axe magnétique est rigoureusement horizontal et radial un demi-tour autour d'un axe rigoureusement vertical. Un fluxmètre photoélectrique connecté aux bornes de la bobine dévie d'une quantité proportionnelle à $(B_r)_0$.

La bobine est fixée sur un disque de verre dont la face inférieure glisse sur un plan de verre. Les surfaces en contact sont dressées optiquement. Le plan de verre est mis en position horizontale par un procédé optique (fig. 4). L'axe magnétique de

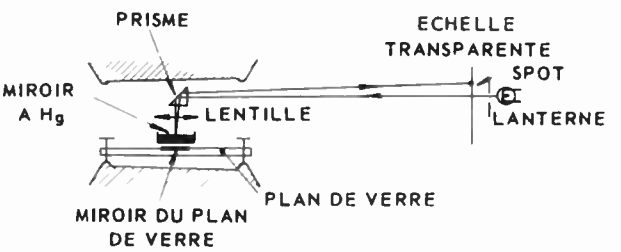


Fig. 4. — Mesure du plan médian rémanent ; positionnement du plan de verre : : le bain de mercure, amorti par couche d'huile et écran plan transparent, fournit le plan horizontal de base. On repère l'image obtenue par la méthode de Poggendorf ; en retirant ensuite le bain, une seconde image, obtenue par réflexion sur la glace qui est argentée, doit coïncider avec la première ; cela s'obtient en réglant les vis calantes.

la bobine de mesure peut être réglé à l'horizontale en agissant sur quelques spires auxiliaires mobiles montées en série avec son enroulement.

Le fluxmètre photoélectrique utilisé a été construit par la Société Telec. La déviation maximum (100 mm) est obtenue pour 0,025 oersted avec une bobine de 22 m² de surface équivalente.

La méthode permet de mesurer la position du plan médian rémanent à $\pm$ 5 mm près.

3.3.3. *Plan médian dynamique* [11]

Notre effort a porté sur la réalisation d'une bobine pour laquelle la mise en position horizontale est automatique et instantanée.

La bobine est suspendue par deux très fins fils de nylon, et ses oscillations sont amorties par l'im-

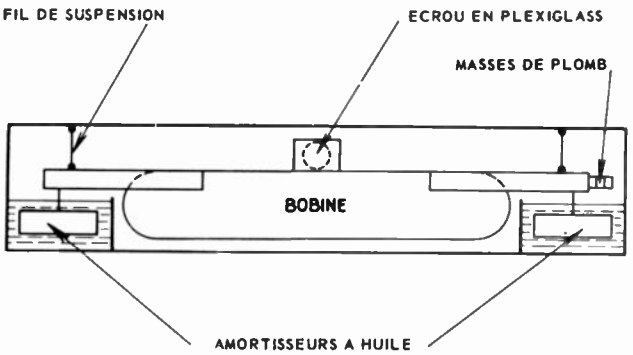


FIG. 5. — Mesure du plan médian dynamique : montage de la bobine de mesure (l'écrou en plexiglass permet de parfaire le réglage à l'horizontale de l'axe magnétique, dégrossi à l'aide des masses en plomb).

mersion dans l'huile de deux palettes fixées au montage. Un contrepoids mobile permet d'ajuster à l'horizontale son axe magnétique (fig. 5).

On peut vérifier optiquement, qu'après chaque déplacement la bobine reprend d'elle même la position horizontale, à 10^{-4} radian près.

Cette bobine, associée à l'équipement dynamique décrit au paragraphe 3.2.4, a permis de mesurer la position du plan médian dynamique à $\pm$ 2 mm près.

***

La réalisation de l'appareillage d'alimentation des modèles et de l'appareillage de mesures magnétiques est le fruit des efforts d'une nombreuse équipe de constructeurs. Un élément essentiel du succès de cette réalisation a été l'étroite collaboration de cette équipe avec le groupe des physiciens chargés d'étudier les modèles. Nous tenons à remercier collectivement tous ceux qui ont participé à ces travaux pour l'intérêt qu'ils ont montré pour le sujet et pour l'esprit qui a rendu cette collaboration si agréable et si efficace.

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. GABET — Régulation du champ de l'électroaimant de déflexion du faisceau du générateur Van de Graaff. *Onde Electrique*, nov. 1955, 35 (344) p. 1 022-1 029.

[2] E. LABOIS, P. LEROND — Pulsation rapide du courant d'un modèle d'électro-aimant. Notes internes Service des Accélérateurs, E.L.-P.L. 1 et 2, 1955.

[3] J. LOZINGOT, D. PINET, J. TAIEB — Amplificateurs pour mesure précise de champ magnétique par bobine tournante. *Note C.E.A.* n° 7, 1953.

[4] Magnétomètre SFENA Type 13 n° 1 — Rapport SFENA n° 10 795, 1954.

[5] A. CHONEZ — Mesure dynamique de l'indice de champ sur modèle d'aimant à pulsation rapide. Note interne Service des Accélérateurs AC1, 1955.

[6] G.K. GREEN, R.R. KASSNER, W.H. MOORE, L.N. SMITH — Magnetic measurements, *Rev. Scient. Inst.*, Sept. 1953, 24 (9), p. 743-754.

[7] A. GABET, D. PINET — Intégrateur pour mesure de *n*. Note interne Service des Accélérateurs AG-DP 1, 1955.

[8] J. TAIEB, H. GUILLON, A. GABET, J. MEY — Appareillage de mesure d'un champ magnétique variable. *Onde Electrique*, nov. 1955, 35 (344), p. 1 076-1 083.

[9] G. BRONCA, H. BRUCK, J. HAMELIN, G. NEYRET et J. PARAIN — Etude et contrôle magnétiques du Synchrotron Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 463.

[10] P. LEROND, E. LABOIS — Détermination du plan médian rémanent. Note interne Service de Physique Appliquée P.L. 17, 1958.

[11] P. LEROND, E. LABOIS — Détermination du plan médian dynamique. Note interne Service de Physique Appliquée P.L. 16, 1958.

Alimentation de l'électro-aimant de Saturne

PAR

R. BELNA, P. DEBRAINE, P. RICATEAU
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

ET

R. KLEIN
Société Alsthom

1. Introduction

L'alimentation de l'électro-aimant d'un synchrotron tel que SATURNE pose des problèmes assez délicats par suite de l'ordre de grandeur des puissances mises en jeu et de la rapidité avec laquelle les grandeurs intéressantes doivent varier.

En fait, après avoir fait une étude détaillée des possibilités dans ce domaine, nous sommes arrivés aux mêmes conditions générales que les collègues chargés des mêmes problèmes, sur les autres machines du même type, avec des variantes dues, soit aux possibilités particulières des fournisseurs français, soit aux conclusions particulières suggérées par les expériences sur les autres machines.

Pour atteindre le champ magnétique maximum, la force magnétomotrice nécessaire estimée était de l'ordre de 290 000 At et l'énergie emmagasinée dans le champ de l'ordre de 8,5 MJ. Le temps d'accélération envisagé était de l'ordre de 0,8 à 1 seconde. La période de répétition des cycles devait être la plus courte possible pour augmenter l'utilisation, mais il fallait faire décroître le courant et observer un certain temps de repos. Cette période de répétition joue un grand rôle sur les caractéristiques de l'équipement d'alimentation et sur la puissance dissipée dans les bobines de l'électroaimant. Après étude, une période de répétition de 3,2 s a été adoptée comme valeur nominale (en fait, ce choix est dû à ce que, étant dans le domaine envisagé, il était compatible avec un alternateur dont l'étude était faite à quelques adaptations près, ce qui permettait de réduire les délais).

Les variations de puissance pendant le cyclage de l'électro-aimant excluaient une utilisation directe du réseau. Les expériences passées étaient en faveur de l'utilisation d'un volant comme réservoir intermédiaire d'énergie pour atténuer ces fluctuations de puissance.

On est donc amené à la structure générale d'un groupe comprenant sur le même arbre : une génératrice, un volant et un moteur asynchrone alimenté par le réseau. La question se posait de savoir si la génératrice devait être une dynamo ou un alternateur alimentant des redresseurs convenables pour appliquer une tension continue à la bobine de l'électro-aimant. Le mode de subdivision du cuivre des bobines pour limiter les courants de Foucault et la nécessité d'alimenter les conducteurs en série a amené à utiliser des bobines de 64 spires par quadrant, nécessitant une tension de plus de 6 000 volts pour assurer la montée de courant demandée.

Avec cette tension élevée et une intensité de 4 500 Ampères, la dynamo présente de très grosses difficultés : nécessité de subdiviser les sources amenant des problèmes de synchronisation, lenteur relative à l'inversion d'excitation pour provoquer le retour du courant à zéro et risque d'inversion du courant dans l'électro-aimant. Le principal problème est celui de la protection du groupe dynamo en cas de défauts. Un tel groupe a été utilisé (200 V, 4 500 A pointe) pour les essais de modèles d'électroaimant, avec fermeture du circuit par contacteur, excitation par amplidyne et shunt du contacteur par un ignitron, avant l'annulation du courant, immédiatement avant sa réouverture, pour empêcher l'inversion du courant.

La solution de l'alternateur alimentant un redresseur dodécaphasé, pour augmenter la fréquence de l'ondulation, donc diminuer son amplitude, s'était montrée viable, sinon sans inconvénient. L'étude faite sur cette question a montré l'intérêt, avec les valeurs que nous avions, d'utiliser un alternateur triphasé alimentant des groupes redresseurs classiques dans lesquels les transformateurs effectuent les répartitions de phases convenables pour alimenter les anodes, plutôt que d'employer un alternateur dodécaphasé de construction moins classique. Ces études préliminaires, ainsi que les positions comparatives ont amené à confier l'exécution de cette installation à ALSTHOM qui a utilisé des redresseurs polyanodiques à vapeur de mercure, sans qu'il y ait d'objections essentielles à l'utilisation d'ignitrons ou d'excitrons dont les possibilités sont équivalentes.

2. Principes généraux de fonctionnement

L'électro-aimant est une inductance comprenant un noyau d'acier, un entrefer et un bobinage de $N = 64$ spires par quadrant (Résistance $R_b = 0{,}25$ ohm). Cette inductance est caractérisée par la courbe $\Phi\ (I)$ donnant le flux dans l'aimant en fonction de l'intensité passant dans les bobines. On applique aux bornes de l'électro-aimant une tension continue E_r qui fait croître le courant suivant une loi $I\ (t)$ caractérisée par

$$\begin{cases} N \dfrac{d\Phi}{dt} + R_b\ I = E_r \\ \Phi = \Phi\ (I) \end{cases}$$

la croissance est presque linéaire, avec tendance à une augmentation de pente vers les fortes intensités par suite de l'influence de la saturation. Si l'on maintenait la tension, le courant tendrait finalement vers une valeur $I = E_r/R_b$. En fait, bien avant d'avoir atteint la valeur asymptotique, on inverse la tension appliquée (qui devient $E_t < 0$), ce qui amène le courant à passer par un maximum puis à décroître. Si aucun système n'empêchait l'inversion du courant, celui-ci s'établirait en sens inverse à la valeur $I = E_t/R_b$. En fait, la tension ne reste pas constante en fonction du débit et il est intéressant d'introduire un asservissement tel que :

$$E_r = E_0 - kI$$

les deux paramètres réglables E_0 et k, autorisant la régulation de tension et l'asservissement au courant, permettent de s'adapter aux conditions optima, de fonctionnement de l'équipement. L'équation différentielle donnant I devient :

$$N \frac{d\Phi}{dt} + (R_b + k)\ I = E_0$$

avec E_0 constant. Le principal intérêt de cet asservissement est de favoriser la reproductibilité et d'assurer la régulation initiale de tension à la valeur E_0. (En fait le signal de régulation est pris du côté alternatif pour assurer la régulation même lorsque la tension continue n'est pas effectivement appliquée).

L'utilisation de redresseurs évite l'inversion de courant, la possibilité de débit étant supprimée dès que le courant passe par zéro.

La figure 1 montre la variation du courant passant dans l'électro-aimant et de la tension appliquée à celui-ci en fonction du temps, pour un cycle triangulaire normal.

On sait qu'en agissant sur l'instant d'allumage des anodes d'un convertisseur à vapeur de mercure, on peut le faire fonctionner en « redresseur », fournissant une tension continue, réglable de la pleine tension possible à zéro. On peut aussi, en reculant suffisamment l'instant d'allumage des anodes, faire fonctionner le convertisseur en « onduleur ». Dans ce dernier cas,

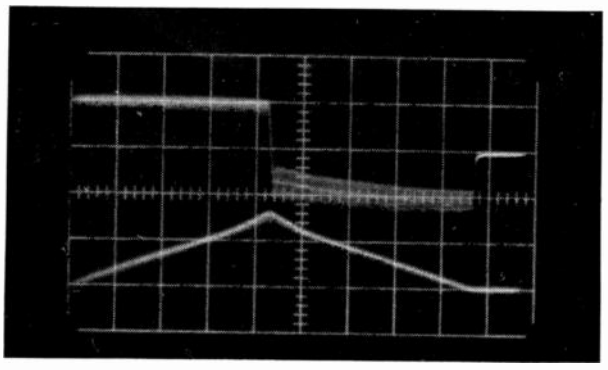


FIG. 1. — Cycle de l'électro-aimant.
en bas : courant.
en haut : tension aimant.
échelle : 0,2 seconde par carreau.

le courant gardant son sens imposé passe pendant les alternances négatives de la tension alternative appliquée sur les plaques du convertisseur, alors qu'il passe pendant les alternances positives lors de la marche en redresseur. Par suite de ce mécanisme, de l'énergie en provenance de la charge est transférée au réseau, ce qui permet une certaine récupération. Pour que le fonctionnement en onduleur soit possible, il faut maintenir la cathode à un potentiel pratiquement égal (à la chute d'arc près), à celui de l'anode en débit, ce qui est possible grâce à la fcém négative de l'aimant pendant la diminution du courant, donc du flux.

Ces principes sont rappelés sur la figure 2. Pour plus de simplicité on n'a représenté qu'un système élémentaire triphasé, mais les phénomènes restent les mêmes dans les systèmes plus complexes. On a supposé également que les commutations s'effectuaient

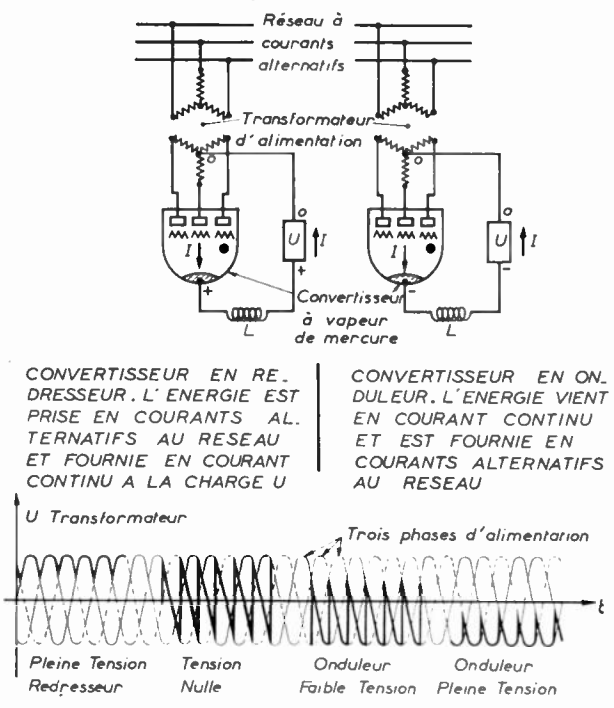


FIG. 2. — Principe du fonctionnement d'un convertisseur à vapeur de mercure en redresseur et en onduleur.

instantanément, ce qui est très loin d'être réalisé. En fait, les commutations se produisent pendant un certain temps, caractérisé par l'angle électrique ωt, correspondant à l'angle d'empiétement, qui dépend de la réactance du système et de l'intensité. Pendant l'empiétement, deux anodes en commutation débitent simultanément, le courant de l'anode dont le potentiel monterait allant en augmentant, tandis que celui de l'anode à potentiel décroissant va en décroissant. La conséquence de l'empiétement est de donner une courbe de tension beaucoup plus découpée que la courbe idéale et de retarder le moment où une anode cesse vraiment d'être conductrice. Dans les applications habituelles, on s'arrange pour qu'à l'intensité maximum, l'empiétement reste inférieur à sa valeur limite de 30°, ce qui assure une caractéristique externe linéaire.

Dans notre cas, la condition précédente aurait amené à la construction d'un alternateur ayant un courant de court-circuit très élevé et on a préféré passer par un régime d'allumage forcé dans lequel il y a toujours deux anodes en commutation, une commutation s'amorçant lorsque la précédente se termine. Dans cette région, la caractéristique externe prend une allure elliptique, non gênante. L'angle d'empiétement reste égal à 30° tandis que l'angle d'allumage augmente avec le débit. La profondeur des découpages de la courbe de tension augmente dans ce régime, sans grand mal, ainsi que l'expérience l'a montré sur un certain nombre de machines de même type.

L'empiétement important que l'on rencontre aux intensités élevées considérées a aussi pour conséquence d'obliger à utiliser un retard à l'allumage relativement petit au début de la marche en onduleur (I maximum), de façon qu'après la fin du débit d'une anode, la déionisation puisse se produire avant que le potentiel de cette anode devienne supérieur à celui de l'anode avec laquelle elle vient de commuter : sinon, il y aurait réallumage. Ceci limite la tension inverse que l'on peut appliquer pour décharger l'électroaimant ; toutefois, au fur et à mesure que le courant diminue, il est possible de déplacer l'angle d'allumage de façon à activer la descente de courant, par suite de la diminution de l'empiétement qui laisse une marge plus grande pour éviter les réallumages.

3. Structure générale de l'installation

Comme indiqué plus haut, un groupe dont la ligne d'arbre porte un moteur asynchrone, un volant, un alternateur, plus un alternateur auxiliaire et un alternateur tachymétrique dont on verra le rôle plus loin, est alimenté par le réseau (ligne spéciale 15 kV branchée sur le transformateur relié au réseau 90 kV desservant le C.E.N.) et alimente l'électroaimant par l'intermédiaire d'un convertisseur dodécaphasé branché sur l'alternateur principal.

Le convertisseur ionique à vapeur de mercure, se compose en fait de deux convertisseurs hexaphasés décalés, montés en parallèle côté alternatif et en série côté continu. Les deux convertisseurs sont identiques et comprennent chacun 4 cuves hexaanodiques montées en parallèle, alimentées par un transformateur dont le secondaire est en double étoile, les neutres étant reliés par une bobine médiatrice dont le point milieu constitue le pôle négatif du groupe. Les primaires des transformateurs sont respectivement en triangle et en étoile pour introduire le décalage de phase désiré (une solution, encore plus satisfaisante, aurait consisté à utiliser des couplages zig-zag inverses sur les primaires). Des transformateurs de couplage d'anodes assurent la marche correcte en parallèle des différentes cuves.

L'excitation de l'alternateur s'effectue au moyen d'un convertisseur à vapeur de mercure dont les grilles sont commandées par un régulateur électronique qui assure l'asservissement de tension indiqué plus haut. Ce convertisseur est alimenté par un transformateur dont le primaire est branché sur l'alternateur, ce qui réalise une excitation shunt : l'amorçage de l'alternateur s'effectue en branchant temporairement une batterie sur le circuit d'excitation.

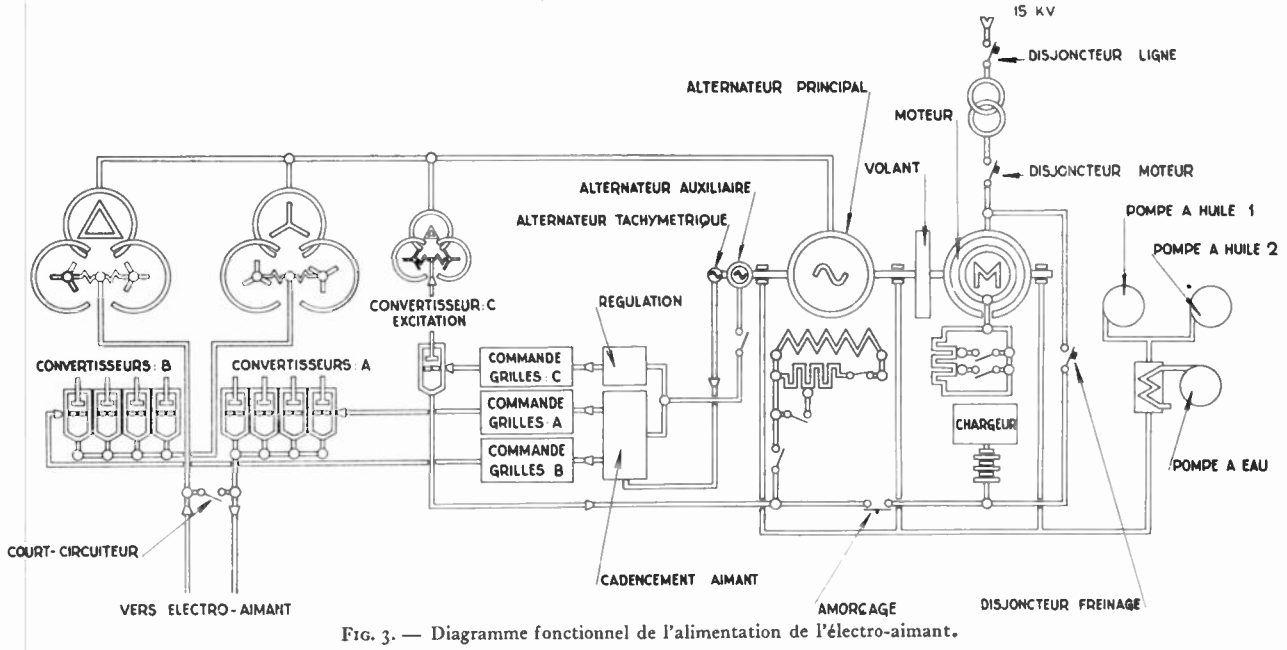


FIG. 3. — Diagramme fonctionnel de l'alimentation de l'électro-aimant.

Outre le régulateur cité plus haut, qui agit sur la commande des grilles du convertisseur d'excitation, l'équipement électronique, alimenté par l'alternateur auxiliaire monté en bout d'arbre, comprend le « cadencement » de l'électro-aimant, les commandes des grilles des convertisseurs ioniques et l'ensemble « Protection ». Ce cadencement, qui agit sur la commande des grilles des convertisseurs principaux règle le défilement chronologique des diverses opérations. Ses pièces maîtresses sont :

— un ensemble « départ » qui, après réception de l'ordre de départ, émet à l'instant convenable (position angulaire du groupe donnée par l'alternateur tachymétrique) les impulsions d'exécution,

— un compteur à deux décades, à prédétermination réglable, qui fixe le temps de montée du courant,

— un compteur à trois décades, à prédétermination réglable, qui fixe la durée totale d'un cycle,

— un châssis qui transforme les diverses impulsions d'exécution en tensions continues d'amplitude convenable pour l'asservissement de la commande des grilles.

Les compteurs agissent par comptage des alternances sur une des phases de l'alternateur (alternances dont la durée varie d'ailleurs au cours de l'évolution des phénomènes, mais d'une manière reproductible, une fois le régime établi).

L'ensemble de protection reçoit ses informations du cadencement de l'aimant (sens de la tension) et des anodes des convertisseurs. Les images de courant des diverses anodes sont recomposées et donnent respectivement les images de courant dans l'électroaimant et dans l'inducteur de l'alternateur. Les images de courant sont employées, entre autre, à fournir le signal fonction de I de la régulation de tension et à assurer la variation automatique de l'angle d'allumage en onduleur en fonction de l'intensité dont il a été question plus haut.

Les commandes de grilles reçoivent les ordres sous forme de tensions continues variables qu'elles transforment en impulsions de déblocage, aux instants convenables, des grilles des convertisseurs.

La figure 4 donne le diagramme fonctionnel de l'équipement électronique de l'alimentation de l'électroaimant.

Les caractéristiques principales de l'équipement d'alimentation de l'électro-aimant sont les suivantes :

Cycle —	durée totale minimum	3,2 s
	montée du courant	$\simeq$0,9 s
	descente du courant	$\simeq$0,9 s
Tension maximum aux bornes de l'électro-aimant		6 600 V
Courant maximum		4 500 A
Énergie emmagasinée dans le champ		8,5 MJ
Puissance moyenne dissipée dans les bobines		1 000 kW
Nombre de cycles effectués au 1er mai 1959		> 1 million

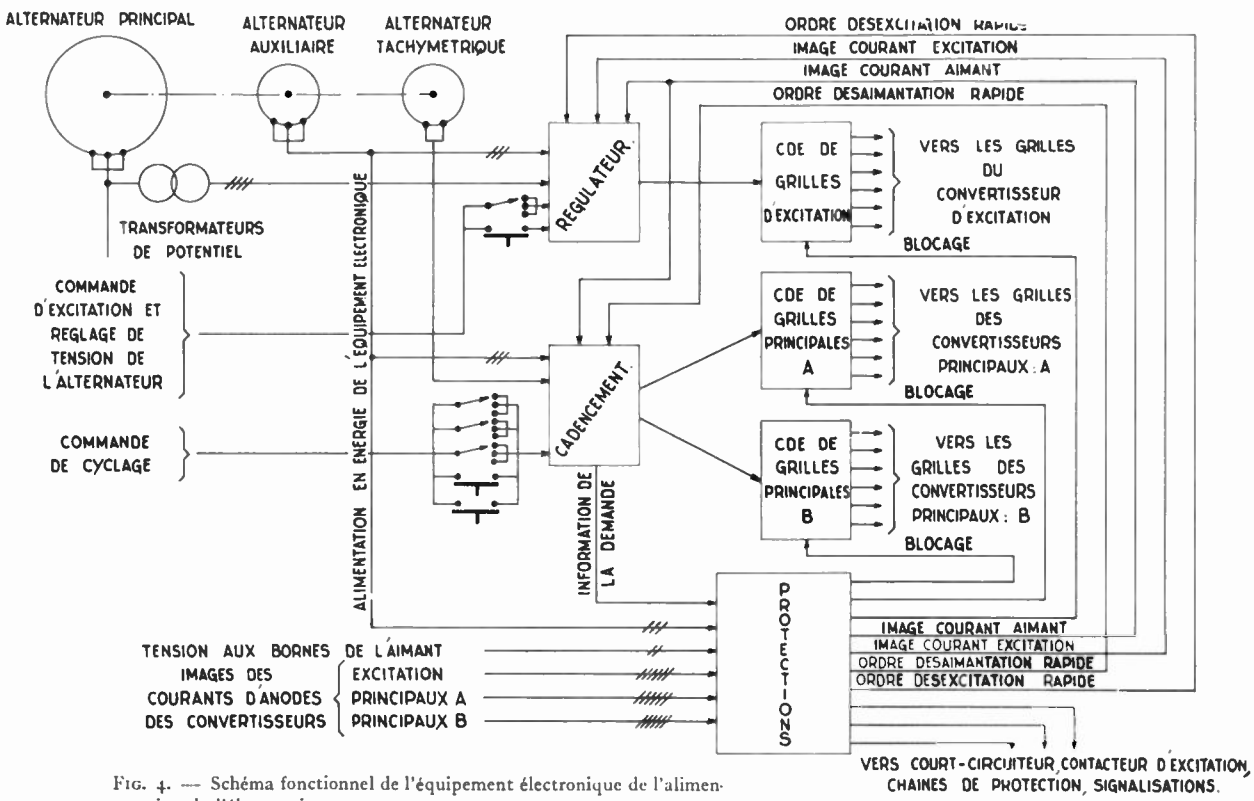


Fig. 4. — Schéma fonctionnel de l'équipement électronique de l'alimentation de l'électro-aimant.

3.1. Groupe tournant

Moteur asynchrone, triphasé, autoventilé, à 4 pôles, de caractéristiques suivantes :

— puissance nominale sur l'arbre	1 950 kW
— vitesse synchrone	1 500 tr/mn
— tension nominale (entre phases)	3 000 V
— puissance apparente	2 260 kVA
— fréquence	50 Hz

Alternateur, triphasé, autoventilé à 6 pôles, de caractéristiques suivantes :

— tension nominale	6 500 V
— puissance apparente nominale	12 700 kVA
— courant nominal équivalent	1 130 A
— courant de court-circuit triphasé symétrique	26,5 I_n
— fréquence de travail (moyenne)	70 Hz
— réactance subtransitoire directe	10 %
— puissance de pointe	27 000 kW

Volant : le moment d'inertie de la partie tournante (volant compris) est de 9 000 kg.m² (soit un PD² de 36 t.m²).

L'énergie cinétique emmagasinée dans la partie rotorique est de 100 MJ.

La vitesse varie au cours du cycle entre 1455 et 1 395 t/mn.

3.2. Transformateurs des groupes redresseurs principaux

Les deux transformateurs sont identiques, au couplage près : l'un en étoile, l'autre en triangle. Ils contiennent dans la même cuve une culasse portant les enroulements primaires et les enroulements secondaires constituant une double étoile, ainsi que les bobines médiatrices, également à noyau ferromagnétique, reliant les neutres des deux étoiles. La tension primaire est de 6 500 V, la tension secondaire entre neutre et phase est de 2 850 V à vide et la puissance apparente de dimensionnement est de 7 400 kVA pour une puissance apparente de pointe de 17 000 kVA. Des prises de réglage permettent de varier, éventuellement, les conditions de fonctionnement, hors charge.

3.3. Groupes convertisseurs

Ce sont des cuves polyanodiques à vide entretenu et à refroidissement par air, de fabrication Alsthom, pouvant débiter 315 A, chacune, en régime moyen et allant normalement à une pointe de 1 100 A dans le régime utilisé. Comme indiqué plus haut, chaque convertisseur comprend 4 telles cuves montées en parallèle. Le convertisseur d'excitation comprend une cuve de même modèle. L'installation comporte, en outre, une cuve de réserve, servant de secours, montée sur un équipement de formation pouvant être utilisé, par rotation, pour les autres cuves.

3.4. Cycle de fonctionnement normal

Le fonctionnement normal est le suivant :

1. Avant le début d'un cycle, le groupe tourne à vide, à une certaine vitesse ω_0. Le moteur fournit alors presque uniquement la puissance nécessaire pour compenser les pertes par frottement et ventilation.

2. Au début du cycle, les grilles des convertisseurs sont commandées de façon à assurer le fonctionnement en redresseur, en commutation naturelle (en fait, l'asservissement des premières commutations, pendant la montée initiale de tension, est un peu plus compliqué). La montée initiale du champ magnétique, ou du courant est strictement imposée par la tension initiale redressée. La reproductibilité des phénomènes au début du cycle (en particulier au moment où doit se produire l'injection) est assurée par régulation de la tension initiale à 1 /1000 près.

3. La montée ultérieure du courant s'effectue en fonction des caractéristiques de l'électroaimant. L'asservissement de la régulation au courant, signalé plus haut, permet d'agir quelque peu sur cette évolution (il y a cependant lieu de ne pas surcharger l'excitation, ce qui limite cette action). En pratique, la tension moyenne descend d'environ 20 % entre le début et la fin de la montée du courant. L'énergie demandée pendant cette phase est empruntée au volant ; cette fourniture se traduit par le ralentissement du groupe.

4. Lorsque l'intensité maximum est atteinte, la commande des grilles des convertisseurs est modifiée de façon à les faire travailler en « onduleur ». Ceci permet de faire décroître le courant et de récupérer une grande partie de l'énergie magnétique emmagasinée dans l'électro-aimant. L'alternateur travaille alors en moteur synchrone (à la fréquence imposée par sa vitesse de rotation) et participe à la remise en vitesse du volant. Le moteur asynchrone, branché sur le réseau, contribue de son côté au relancement du volant (en fait, la variation de vitesse n'est que de quelques centièmes).

Le passage de la marche « redresseur » à la marche « onduleur » se traduit par une variation de couple susceptible d'exciter des oscillations de torsion de l'arbre. En marche normale, le passage s'effectue par décalage progressif des allumages de façon à donner une transition plus douce, tandis qu'en cas de défaut, il est possible de passer successivement les deux convertisseurs en « onduleur » avec un décalage dans le temps égal à une demi-période d'oscillation de torsion, de façon à activer les opérations tout en atténuant l'à-coup.

Lorsque le courant s'annule, les convertisseurs qui sont en onduleur se bloquent automatiquement.

5. Pendant la période de repos, le moteur continue à fournir de l'énergie et ramène le groupe à sa vitesse initiale pour le départ du cycle suivant.

Les compteurs décimaux prédéterminés, comptant les alternances de la tension de l'alternateur, fournissent les impulsions de départ en redresseur et d'in-

version (passage en onduleur), l'alternateur tachymétrique bipolaire permet d'assurer le départ des cycles pour une même position angulaire du groupe, ce qui améliore la reproductibilité des phénomènes.

Il est envisagé de faire plafonner le courant à son maximum, pour des besoins expérimentaux, réalisant ainsi un cycle trapézoïdal, mais ceci n'a pas encore été utilisé sur SATURNE, par suite des nécessités du programme en cours. Il faudra probablement ajouter une régulation de courant de palier pour assurer une précision suffisante. Les asservissements de passage progressif en onduleur existant sur les deux groupes convertisseurs ioniques seront utilisés à cet effet ; bien entendu, il sera nécessaire d'augmenter la période de répétition pour conserver le même régime thermique.

4. Protection de l'équipement d'alimentation

Par suite du régime transitoire du fonctionnement, de l'ordre de grandeur des énergies mises en jeu, par suite surtout de l'accumulation de ces énergies dans les réservoirs que constituent le volant et l'électro-aimant, le problème des protections en cas de défauts est extrêmement important.

L'installation comprend évidemment les circuits de protection classiques dans des équipements de ce genre : contrôle de fonctionnement des auxiliaires (circulations de fluides, marche des équipements de ventilation, marche des équipements de pompage des cuves des convertisseurs), contrôle thermique des éléments constitutifs, contrôle des conditions anormales des circuits électriques (surintensité, surtension, masse), etc.

Certaines protections sont un peu plus particulières et nécessitent d'être signalées soit par suite de la gravité des défauts correspondants, soit par suite de la rapidité d'action nécessaire.

Par suite de l'énergie emmagasinée dans le volant, le groupe tournant demande plus d'une heure pour s'arrêter, à vide, alimentation moteur coupée. Un freinage dynamique, par injection de courant continu au stator du moteur, permet de provoquer l'arrêt en 3 minutes. En cas de manque d'huile, les paliers sont en danger, même dans le temps nécessaire pour effectuer le freinage dynamique. La circulation d'huile s'effectue au moyen de deux pompes marchant en parallèle, alimentées par deux sources indépendantes (une alternative, l'autre continue). En cas d'arrêt de l'une des deux pompes, le freinage dynamique est déclenché. La probabilité de dégâts devient ainsi très minime.

Par suite du caractère essentiellement dynamique du système, c'est-à-dire de la grande rapidité avec laquelle les phénomènes évoluent, alors que l'électro-aimant n'est pas capable de tenir en permanence le courant de régime, que toute action de protection doit commencer par une décharge de l'électro-aimant si celui-ci a emmagasiné de l'énergie, les protections contre un certain nombre de défauts de fonctionnement présentent des aspects particuliers.

a. La rapidité de réponse exige de passer par l'électronique, au moins pour la détection, et le plus possible pour l'exécution.

b. Les protections doivent fonctionner par les voies les plus rapides, compte tenu des moyens disponibles. Ceci amène à prévoir un système échelonné de protections, relativement sélectif, qui permet d'intervenir dès l'apparition du défaut, d'agir rapidement et de localiser assez étroitement l'origine de ce défaut. Dans le cadre des idées précédentes, par exemple, on utilise des méthodes électrotechniques, relativement lentes, servant de couverture aux méthodes électroniques, en cas de défaillance de ces dernières (court-circuit de l'électro-aimant et désexcitation de l'alternateur par décharge de l'inducteur sur résistance (voir plus loin).

Les principaux défauts pouvant se produire pendant le cyclage peuvent se classer en trois catégories :

— les défauts d'ordres (qui mettent en cause le cadencement) ;

— les défauts d'exécution (qui mettent en cause les commandes de grilles) ;

— les défauts de fonctionnement des convertisseurs (retours d'arcs ou ratés de blocage par exemple).

En mettant à part des défauts d'affichage d'ordres, la principale manière de détecter un défaut d'ordre est de vérifier que l'électro-aimant n'est alimenté par une tension donnant un courant croissant que pendant un certain temps après le départ du cycle (couverture de 1 seconde). Le dispositif utilisé est instruit de l'ordre de départ d'un cycle.

Pendant une seconde, à partir de ce moment, il permet à la tension de s'établir dans le sens magnétisant. Si au bout de cette seconde, et de façon générale à n'importe quel autre moment, la tension aux bornes de l'électro-aimant n'est pas nulle ou négative, le dispositif intervient en donnant l'ordre aux convertisseurs principaux de passer en « onduleur » pour démagnétiser l'aimant. Il existe aussi une détection de surintensité aimant, servant de garde.

Dans ce qui précède, on suppose qu'il y a eu défaut d'ordre de cadencement et que l'équipement peut exécuter celui de démagnétisation donné par la protection. Toutefois, pour être certain que la démagnétisation se fasse et localiser éventuellement l'échelon défaillant, on instruit un autre dispositif de l'ordre que l'on vient de donner. Celui-ci vérifie que la tension aux bornes de l'aimant est bien négative, sinon il indique que l'on a perdu la commande du courant dans l'aimant et aiguille les opérations en conséquence. Cette chaîne de contrôle d'exécution est armée par toute chaîne de protection détectant un défaut qui demande la mise hors tension rapide de la machine, ces défauts se traduisant par un ordre de décharge de l'électro-aimant avant toute chose.

Lorsque l'ordre de démagnétisation n'est pas exécuté, on ignore si le défaut provient de la commande de grilles elle-même ou d'un convertisseur. Ce doute est levé en surveillant les courants anodiques de ceux-ci.

Chaque circuit anodique comporte un ensemble de deux transformateurs de caractéristiques convenables, l'un pour détecter les retours d'arcs, l'autre pour donner une image du courant anodique. Une anomalie de fonctionnement d'une anode de convertisseur (ou de grille correspondante) est ainsi détectée

par comparaison des débits des différentes anodes. Quels que soient les défauts et l'organe de la commande de grilles ou du convertisseur qu'ils affectent, on perd la commande du courant de l'électro-aimant. Dans le cas de l'excitation de l'alternateur, les défauts du même type mènent à la perte de commande de la tension de l'alternateur. Dans ces différents cas, une intervention rapide s'impose.

Le remède que l'on met en œuvre, le seul possible, consiste à décharger l'électro-aimant en le court-circuitant (il dissipe son énergie dans sa propre résistance) ou à décharger le circuit d'excitation sur résistance (désexcitation sur résistance). En même temps que l'on met l'aimant en court-circuit, on prend la précaution d'envoyer les convertisseurs dans le fonctionnement onduleur et de provoquer la désexcitation de l'alternateur sur résistance. De la sorte, le court-circuit de l'alimentation ne subsiste pas. La désexcitation peut se faire par décharge sur résistance ou par fonctionnement du convertisseur d'excitation en onduleur. On ne peut désexciter l'alternateur, d'une façon ou d'une autre, que si l'aimant a été préalablement démagnétisé ou court-circuité. En effet, si la tension de l'alternateur disparaît alors que l'électro-aimant est magnétisé, les commutations ne se produisent plus et le courant de décharge subsiste sur une anode de chaque convertisseur et sur l'enroulement correspondant du transformateur : ce régime n'est permis ni pour les convertisseurs, ni pour les transformateurs.

5. Protection de l'électro-aimant

L'électro-aimant doit essentiellement être protégé contre les surtensions qui risquent de mettre en danger l'isolation des bobines. Ce problème est étroitement lié à celui de la répartition dynamique du potentiel le long des conducteurs constituant les bobinages.

Le cycle nominal de l'aimant se compose idéalement d'une période de montée avec application d'une tension « positive » de 6 000 V pendant 0,9 s, d'une période de descente avec application d'une tension « négative » un peu inférieure pendant 0,9 s et d'une période de repos de 1,4 s. Ces trois échelons de tension, s'ils avaient la pureté de la fonction unité, ne manqueraient pas de provoquer dans l'aimant un nombre égal de régimes transitoires à une échelle de tension correspondant à la tension nominale. La première fréquence propre de l'aimant étant égale à 3 800 Hz, ces régimes transitoires disparaîtraient si les fronts étaient étalés sur des durées supérieures à 40 µs. Cet étalement, possible pour le renversement, n'a été qu'incomplètement réalisé pour le premier et le troisième échelon.

En dehors de ces variations de tension voulues par le programme, la commutation des redresseurs engendre, surtout pendant et après le renversement, des ondes à front très raide décomposables en harmoniques multiples de 430 Hz, 6 fois la fréquence moyenne de l'alternateur.

Enfin, certains phénomènes accidentels : déréglage de la phase de commande de grille au début du cycle, instabilités de l'arc aux courants très faibles ou même tout simplement fermeture du court-circuiteur de protection provoquent de brusques variations de tension avec répartition irrégulière du potentiel le long du bobinage de l'aimant.

Ces variations brutales de tension, non instantanément transmises au travers de l'enroulement, peuvent fatiguer l'isolation à la masse ou l'isolation entre conducteurs : elles peuvent aussi lorsqu'elles sont systématiques et si elles transportent une énergie suffisante, être la cause d'une perte supplémentaire de particules. On s'est donc efforcé, soit de les éliminer, soit d'en réduire au maximum les effets.

5.1. Répartition normale des potentiels

En régime normal les deux groupes de redresseurs sont équilibrés, ils fournissent par rapport à leur point milieu des tensions opposées et de même valeur moyenne. Une résistance de 320 ohms fixe rigidement ce point milieu à la terre tout en limitant à une valeur tolérable les courants de défaut. Le point milieu de l'aimant par crainte de courants permanents n'a pas été relié à la terre, il ne se trouve au potentiel zéro que par effet d'image, c'est-à-dire dans la mesure où l'aimant étant supposé symétrique, la somme des potentiels de ses bornes est et reste nulle. S'il se présentait une onde de tension fortement dissymétrique, un éclateur à disque placé entre point milieu de l'aimant et terre interdirait toute excursion de tension supérieure à 6 000 V.

Des relevés oscillographiques en des points équidistants du bobinage prouvent que la symétrie est excellente : abstraction faite des harmoniques, le potentiel se répartit linéairement et symétriquement par rapport au point milieu de l'aimant.

5.2. Répartition transitoire des potentiels

Du fait du couplage particulier des spires dans les faisceaux de conducteurs, ni l'aimant, ni le quadrant, ni même l'enroulement d'un pôle ou demi-bobine ne peuvent être considérés comme lignes à constantes uniformément réparties. Le schéma électrique se présente comme une suite de mailles élémentaires au nombre de 4 ou plus simplement de 8 si l'on veut bien négliger le couplage, peu important en régime de choc, entre demi-bobines d'un même quadrant.

A titre d'exemple, on a représenté en figure 5 le schéma équivalent simplifié d'une demi-bobine. Ce schéma, bien que simplifié, respecte la distribution spatiale réelle des conducteurs qui est celle d'une ligne repliée sur elle-même, les conducteurs d'entrée voisinant avec les conducteurs de sortie. Cette disposition semble a priori surprenante car elle fait voisiner des conducteurs portés à des tensions très

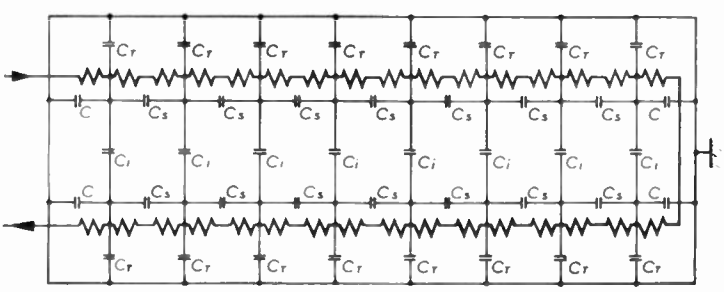


Fig. 5. — Schéma équivalent d'une demi-bobine de l'électro-aimant.

différentes ; elle n'aurait pu être évitée qu'en compliquant sérieusement les connexions des têtes de bobines.

Le schéma de la maille se caractérise par une prépondérance de la capacité à la masse par rapport à la capacité série, on sait que cette circonstance est très défavorable pour la répartition des potentiels. La fréquence propre la plus élevée qui ait été observée est 100 kHz, on peut admettre que pour des fréquences supérieures la répartition du potentiel est uniquement gouvernée par le réseau de capacités. Cette répartition est calculable et conduit aux valeurs inscrites à la première ligne du tableau I (attaque symétrique, valeurs données pour un demi-aimant) :

TABLEAU I

	Entrée	1/8	1/4	3/8	Milieu
Répartition naturelle	100	6,62	0,44	0,03	0
Avec capacités de 0,5 µF	100	64,7	38,6	18,0	0

On voit que la quasi totalité du front d'onde se trouve dans la première demi-bobine et que par conséquent deux conducteurs voisins sont à des tensions qui diffèrent de près de 100 %.

A l'opposé, on peut admettre que pour des fréquences inférieures à 1000 Hz, les capacités de liaison telles que C_s et C_t ont une influence négligeable et que la maille et l'aimant lui-même sont assimilables à des lignes douées d'inductance et de capacités à la masse uniformément réparties. Cette approximation est certainement valable pour le premier harmonique du potentiel, 430 Hz, et pour son deuxième harmonique à 860 Hz.

Entre les deux fréquences extrêmes de 1 à 100 kHz le schéma doit être pris dans son intégralité. On a pu mettre en évidence expérimentalement deux modes de résonance, l'un à 3,8 kHz, l'autre à 11 kHz. Le premier correspond au mode fondamental de l'aimant entier fermé sur lui-même, l'autre à l'harmonique 2 (demi-aimant), on vérifie assez bien la proportionnalité au carré du nombre d'ondes prévue par la théorie des bobines cylindriques simples.

5.3. Système de protection contre les surtensions

On s'est efforcé :

— de répartir le front d'onde entre chaque demi-bobine par un diviseur capacitif,

— de limiter à l'aide d'éclateurs la crête de tension aux bornes des demi-bobines,

— d'atténuer les ondes secondaires que produirait le fonctionnement de ces éclateurs.

Ces fonctions sont assurées par un circuit type adjoint à chaque demi-bobine.

Les capacités C de 0,5 µF à faible inductance améliorent considérablement la répartition instantanée (deuxième ligne du tableau) : la contrainte diélectrique maximum entre deux conducteurs voisins passe de 93,4 à 35,3 %. Les fréquences propres sont abaissées mais les amplitudes de leurs oscillations en excitation par choc sont réduites d'à peu près 50 %. Enfin, la tension par rapport à la masse qui s'élevait après le front d'onde à 147 % en certains points de la bobine d'attaque ne dépasse plus nulle part la tension appliquée.

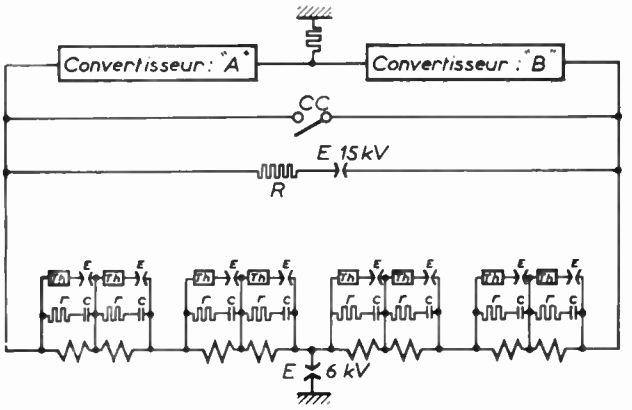


Fig. 6. — Protection de l'électro-aimant.
(E = éclateur ; Th = thyrite ; CC = court-circuiteur).

La commutation des redresseurs dans les périodes de commande de grille donne à la tension une forme en dents de scie qui pourrait surcharger les capacités C ; une résistance non linéaire, r, évite cet inconvénient.

Les éclateurs E sont réglés pour amorcer entre 2 600 et 2 900 V soit à 80 % de la tension d'essai entre conducteurs. On peut compter que les capacités réduiront beaucoup les chances d'amorçage puisqu'elles sont capables d'absorber 2 Joules avant d'atteindre le niveau d'éclatement. Dans le cas de surtensions transportant une énergie supérieure elles pourront tout au moins diminuer la pente du front d'onde et permettre à l'éclateur de toujours fonctionner à son niveau de réglage en tension continue.

L'amorçage de l'éclateur en coupant brusquement l'onde incidente pourrait provoquer dans la demi-bobine des oscillations d'amplitude accrue, une résistance constituée de disques de thyrite amortit ces oscillations. Cette thyrite a été conçue pour écouler le courant de pointe de l'aimant, 4500 A, sous 3000 V en prévision du cas, bien invraisemblable, où le circuit d'alimentation viendrait à se couper en cours de cycle ; elle pourrait aussi assurer la désexcitation complète de l'aimant dans tous les cas de défauts n'entraînant pas l'amorçage de l'éclateur général branché aux bornes de l'aimant et réglé à 15 000 V.

L'amorçage d'un des éclateurs E est signalé au tableau et actionne une chaîne de sécurité qui interrompt le cyclage. L'amorçage de l'éclateur principal considéré comme beaucoup plus grave déclenche la fermeture du court-circuiteur et le passage immédiat en onduleur des groupes de redresseurs principaux.

La réalisation de l'équipement d'alimentation de l'électroaimant et des circuits de protection de ce dernier a été effectuée par la Société Alsthom, mettant en œuvre les divers établissements de cette Société en parfait accord avec le C.E.A. Un certain nombre de questions ont été résolues avec le concours de la Direction des Etudes et Recherches de l'E.D.F. et avec l'aide du L.C.I.E. que nous tenons à remercier ici.

INJECTEUR, OPTIQUE D'INJECTION, CHAMBRE A VIDE

L'injecteur de Saturne

PAR

R. VIENET (1)

Service de Physique Appliquée

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

L'énergie d'injection d'un synchrotron à protons dépend des caractéristiques de l'aimant et de la cavité accélératrice haute fréquence. Les calculs et les estimations préliminaires nous ont montré qu'il était possible de fixer l'énergie d'injection à 4 MeV environ. Cette énergie peut être obtenue par un accélérateur du type Van de Graaff. C'est d'ailleurs cette solution qui a été adoptée à Brookhaven pour le Cosmotron ; et nous avons alors décidé de commander notre machine au même fournisseur c'est-à-dire à la High Voltage Engineering Corporation dont l'usine est à Burlington aux U.S.A.

Les principales conditions qui déterminent cet injecteur sont :

1. Faisceau horizontal sans déviation magnétique c'est-à-dire que le tube et la colonne sont horizontaux.

2. Energie nominale 3,6 MeV.

3. L'injecteur doit donner toutes les secondes, un faisceau de protons de 1,5 mA pendant 60 à 300 μs.

4. L'ensemble doit pouvoir fonctionner longtemps sans entretien ou réparation de longue durée.

Nous ferons une description succincte de la machine (pour plus de détails le lecteur devra se reporter à l'article de TURNER et ROGERS [1]). Puis nous étudierons quelques problèmes particuliers qui se sont posés au cours de la réalisation de cette machine.

1. Description

Une plaque de base verticale de 3 m de haut et de 20 cm d'épaisseur sert de couvercle à une cloche de 7 m de long et de 2,5 m de diamètre. L'ensemble plaque de base et cloche pèse 25 tonnes. La plaque de base supporte l'ensemble de la colonne isolante qui est

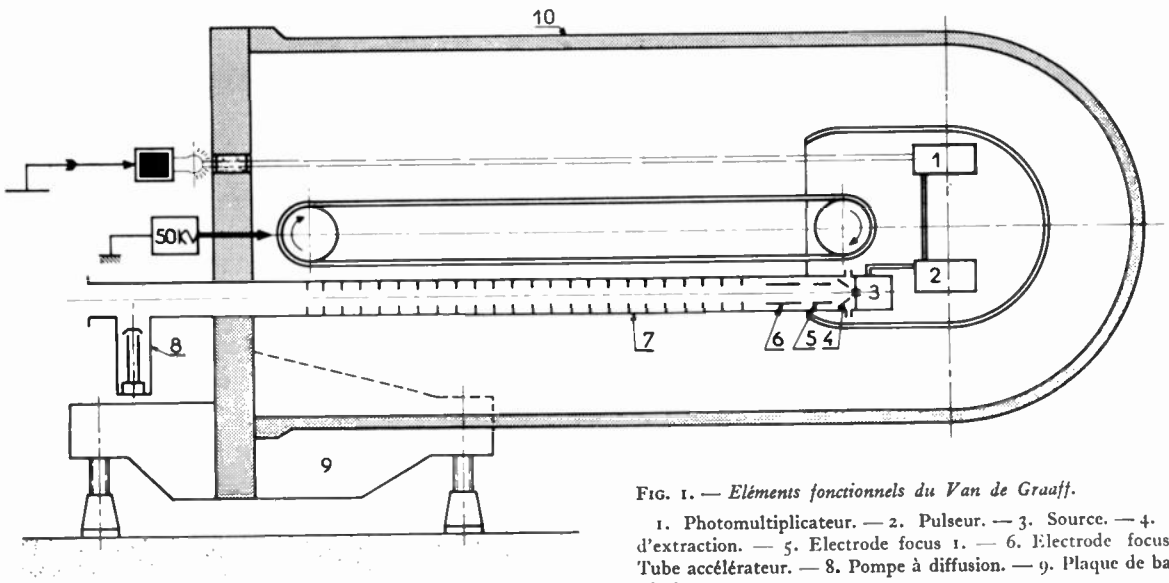


FIG. 1. — *Eléments fonctionnels du Van de Graaff.*

1. Photomultiplicateur. — 2. Pulseur. — 3. Source. — 4. Electrode d'extraction. — 5. Electrode focus 1. — 6. Electrode focus 2. — 7. Tube accélérateur. — 8. Pompe à diffusion. — 9. Plaque de base. — 10. Cloche.

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

ainsi en porte à faux à l'intérieur de la cloche (voir fig. 1). Elle est percée en prolongement du tube accélérateur pour permettre le passage du faisceau. Une « pièce en té » raccordée sur la plaque de base soutient la vanne située entre l'injecteur et l'optique d'injection et sert de prise de pompage du tube accélérateur. Le poste de pompage à mercure est ainsi placé à la droite du sens de parcours du faisceau.

Les protons sont produits par une source d'ions du type Phillips. La focalisation du faisceau est faite en deux étapes par les deux lentilles électrodes d'extraction : focus 1 - focus 2 et focus 2 - tube accélérateur ; ces deux lentilles sont séparées par un espace sans champ électrique où il se produit un cross over. Le tube accélérateur est formé d'électrodes en aluminium collées sur des anneaux en porcelaine.

L'électrode terminale contient la source, les lentilles de focalisation, leurs alimentations et un photomultiplicateur qui reçoit une impulsion de lumière de durée ajustable venant d'une lampe cratère située près de la plaque de base. Le photomultiplicateur commande un générateur de courant qui crée un arc de l'ordre de 1 à 2 ampères dans la source.

La lampe cratère est alimentée par un trigger déclenché au temps voulu par le système de cadencement du synchrotron.

2. Tenue en tension de la colonne

2.1. Structure de la colonne

Au problème de tenue en tension qui se pose dans la construction d'un Van de Graaff vertical, s'ajoute pour une machine à colonne horizontale un problème de tenue mécanique.

La colonne d'un Van de Graaff horizontal doit supporter en effet l'ensemble producteur de faisceau d'ions situé dans l'électrode terminale, le tube accélérateur et le système de charge (courroie, poulie terminale). L'électrode est portée à un potentiel de 4 MeV environ ; la colonne sera donc soumise à un champ électrique longitudinal d'autant plus élevé qu'elle sera plus courte.

Nous ne discuterons pas ici le problème dans son ensemble, faisons simplement quelques remarques.

Si la colonne est longue le couple de flexion sera important, mais le champ électrique axial sera faible. On devra donc choisir un matériau solide et peu élastique pour éviter une flèche trop importante, mais de caractéristique électrique moyenne. Au contraire une colonne plus courte devra comporter des éléments à haute rigidité diélectrique. La pression du gaz isolant sera plus forte pour ce dernier cas. Le tube accélérateur devra avoir de meilleures performances.

Une colonne formée d'un long tube d'un seul tenant correspondra à une machine à champ électrique moyen faible. Une colonne formée d'éléments collés sera plus fragile mécaniquement mais supportera un champ électrique plus important sur les parties isolantes. Par exemple les machines verticales comportent généralement une colonne en éléments collés. Notre machine correspond au premier type, et, de ce fait, ses performances électriques sont limitées et elle nécessite plus de précautions qu'une machine du deuxième type (verticale ou horizontale).

La colonne est constituée de quatre tubes en textolite formant une poutre encastrée sur un support lié à la plaque de base et renforcée par deux entretoises très rigides, une à l'extrémité et l'autre au milieu (voir fig. 2). Des anneaux en aluminium répartissent le potentiel électrique sur chaque tube.

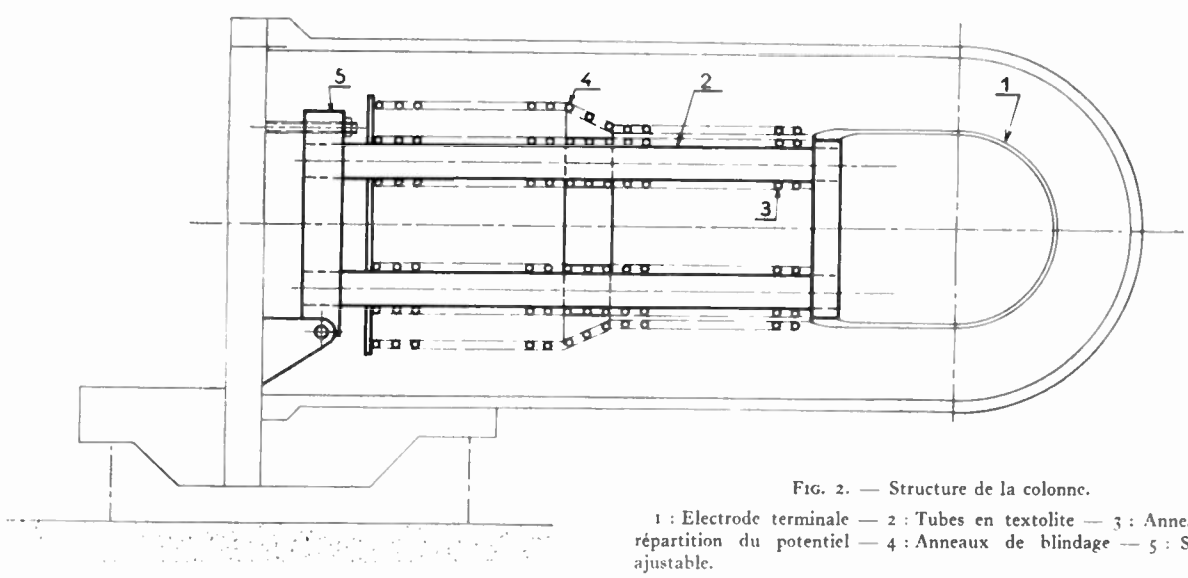


Fig. 2. — Structure de la colonne.

1 : Electrode terminale — 2 : Tubes en textolite — 3 : Anneaux de répartition du potentiel — 4 : Anneaux de blindage — 5 : Support ajustable.

2.2. Montée en tension

La machine est prête à être essayée quand la cloche contient du gaz (azote plus 20 % d'anhydride carbonique) sec (point de rosée - 20 °C) à 10 kg de pression. On charge alors la courroie, la tension de l'électrode croît progressivement. Cette montée en tension

doit se faire très lentement de manière à permettre une formation de la colonne. A chaque fois que la colonne était de mauvaise qualité il n'a pas été possible de dépasser 2,5 MeV. Quand on arrive près de cette tension il se produit un claquage le long de la colonne. Le claquage est audible, et, dans la cloche, on voit un violent éclair tout le long des tubes de textolite. Les claquages viennent de plus en plus fréquents au fur et à mesure que l'on monte la tension.

2.3. Création d'un claquage

La figure 3 représente une partie d'un tube de textolite et ses anneaux de répartition du potentiel.

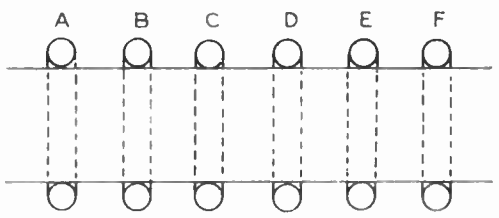


Fig. 3. — Détail d'un tube de textolite.

La différence de potentiel entre chaque anneau est de l'ordre de 35 kV pour une tension totale de 3,6 MV. Si un amorçage se produit par exemple entre les anneaux C et D la différence de potentiel s'annulera entre C et D et augmentera entre D et E. En général on peut constater que l'amorçage reste localisé à ces anneaux. Mais si à ce moment un autre amorçage se produit entre E et F, la différence de potentiel entre D et E dépassera la valeur maximum et un claquage se produira. Dans ce cas d'anneau en anneau et instantanément toute la colonne claque et la tension de l'électrode tombe à 0. D'après les observations faites sur la colonne on peut donner un mécanisme probable d'amorçage entre deux anneaux.

Les amorçages entre anneaux sont possibles si la textolite présente une conductibilité superficielle. Les anneaux présentant des angles vifs près de la textolite favoriseront les amorçages.

Supposons que la textolite soit uniformément conductrice entre C et D (voir fig. 4). Si le point A est

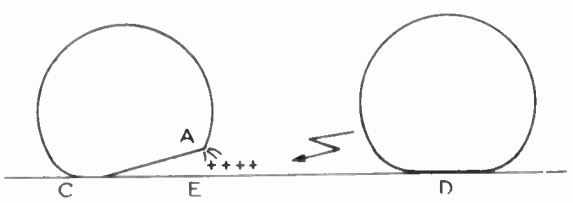


Fig. 4. — Création d'un amorçage.

voisin de la textolite, entre A et E la différence de potentiel est importante et le champ en A peut être suffisant pour ioniser le gaz. Il se produit en A un effluve. Les charges créées se déposent sur la surface du tube. La production constante d'ions dans le gaz rend au bout d'un certain temps l'espace gazeux entre C et D conducteur et il se produit un claquage dans le gaz.

La formation d'effluves est favorisée par la présence d'une arête vive en A, mais reste possible avec un anneau bien poli si le point E de la textolite est éloigné du point C. La forme de section d'anneau représentée figure 5 éviterait la formation d'effluves si on pouvait assurer un contact parfait entre l'anneau et la textolite. Comme cela est impossible pratiquement on réalise la forme de la figure 6.

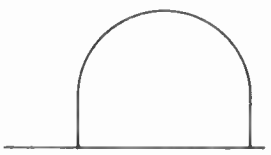


Fig. 5. — Forme théorique de la section d'un anneau.

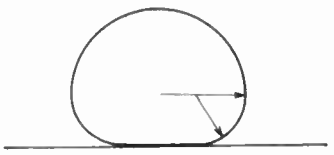


Fig. 6. — Forme pratique de la section d'un anneau.

Avec une surface rigoureusement isolante la forme de l'anneau a moins d'importance car les charges créées par l'effluve se déposant sur la surface de l'isolant, diminuent le champ en A et le phénomène d'effluve s'arrête.

Avec la forme d'anneau représentée figure 6 on ne devrait plus avoir d'amorçage si la textolite était un matériau parfaitement homogène ou avec une structure superficielle isotrope. En fait la conductibilité superficielle n'est pas uniforme surtout quand la couche de vernis n'est pas suffisamment épaisse. Il se produit alors des concentrations de charges et, quand la différence de potentiel entre deux points voisins est trop importante, il y a amorçage.

Nous décrivons ici des phénomènes de décharge entre anneau qui se sont très probablement produits dans les différents essais de la colonne. On peut imaginer d'autre processus.

Si la différence de potentiel entre anneau devient trop grande le champ électrique dans la textolite peut atteindre et dépasser la rigidité diélectrique propre du matériau et la textolite claque dans sa masse même. Cela se produit effectivement d'ailleurs, quand une onde de claquage se propage sur la colonne. L'énergie dissipée dans le claquage superficiel ne suffit pas à absorber l'énergie de l'onde et la textolite claque dans sa masse. La textolite s'épluche et reste profondement marquée. Mais il nous semble acquis que les petits claquages, entre anneaux, se produisent dans le gaz ou sur la surface de la textolite, et non dans la masse de l'isolant.

2.4. Propriétés de la textolite

La textolite est formée de papier enroulé et collé. Elle présente une texture fibreuse et elle est susceptible de s'hydrater. D'après des mesures faites à Saclay un morceau de textolite pesant 778 grammes, après 8 jours d'exposition à l'air atmosphérique prend 1,3 gramme d'eau. La textolite ayant ainsi pris de l'humidité devient conductrice dans sa masse. On protège la textolite par un vernis pour éviter qu'elle s'hydrate si rapidement. H.V.E.C. utilise le glyptal. Cependant le glyptal est très sensible à la vapeur d'eau et ses propriétés d'isolant diminuent. D'après

une documentation sur les vernis Alsthom la rigidité diélectrique passe de 800 volts pour 0,01 mm à 400 volts pour 0,01 mm après séjour à l'air humide.

Le vernis glyptal est déposé sur la textolite parfaitement séchée à l'étuve à 80 °C. Au contact de l'air humide le glyptal aura des propriétés électriques médiocres. Mais après quelques temps de mise sous gaz sec l'humidité absorbée par le glyptal passera dans la textolite (formation de la machine) et le glyptal retrouvera de bonnes propriétés électriques. Evidemment après un séjour d'une journée à l'air humide, la quantité d'eau absorbée est faible et on ne risque pas de saturer la textolite. Mais après un séjour de 2 à 3 semaines la textolite se sature d'eau et le glyptal ne peut reprendre ses propriétés diélectriques. C'est précisément ce qui s'est produit en juillet 57 à Saclay. La colonne avait été démontée vers le 10 mai à Cambridge et elle ne fut mise en présence de gaz sec que dans la première quinzaine de juillet. L'affinité des textolites pour l'humidité était connue mais ce problème n'avait pas été jugé aussi important. En effet, c'était la première fois qu'une machine de ce genre était transportée pour être reconstruite à 5 000 km de distance.

Après le remontage à Saclay la colonne n'a pu tenir une tension supérieure à 2 MV et il a fallu changer les textolites.

Pour ce dernier montage, réalisé au début de novembre 57, des précautions très efficaces ont été prises. En effet, les textolites après avoir été vernies à H.V.E.C., ont été mises dans une enveloppe métallique et envoyées à Saclay. Quinze jours environ après, elles étaient montées sur le Van de Graaff et mises en présence de gaz sec. Le montage complet était terminé moins d'un mois après le vernissage. De plus, pendant ces opérations la cloche était fermée pratiquement tous les soirs et les colonnes mises en présence de gaz maintenu sec toute la nuit. La tension nominale de fonctionnement 4 MV a été atteinte en deux jours.

Depuis, les textolites, pendant les tâches d'entretien ou de modifications, ne sont jamais restées plus de 12 heures sans être remises en présence de gaz sec.

Grâce à ces précautions la colonne tient une tension voisine de 3,9 MV sans claquages. Mais si le processus précédemment décrit est exact les textolites peuvent progressivement se saturer d'eau et le glyptal perdre ses propriétés.

Pour parer à cette éventualité nous préparons un jeu de colonnes de textolite recouverte d'un meilleur vernis et nous étudions une colonne de conception différente.

3. Faisceau continu

En dehors des impulsions l'arc de la source reste allumé afin de délivrer un faisceau continu qui sert à la régulation de tension de l'électrode.

Ceci est réalisé en shuntant le tube de puissance 715 C par une résistance de 5 MΩ environ (voir fig. 7). Or on constate que le courant d'arc et en conséquence, le faisceau continu est modulé à la fréquence de l'alternateur de l'électrode c'est-à-dire 400 Hz. Cela rend la régulation de tension très difficile.

On peut expliquer cette modulation en remarquant qu'un couplage capacitif de 10 pF entre la tension à 400 Hz et les bornes de la source est équivalent à

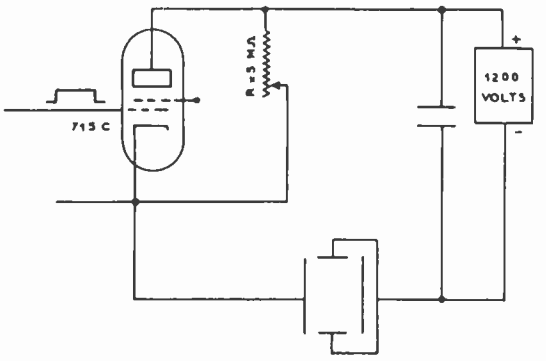


FIG. 7.

l'impédance interne de l'alimentation de l'arc représentée par la résistance série $R = 5$ MΩ. La modulation atteint 100 % si R est supérieure à 6 MΩ ; la tension de fonctionnement de l'arc est alors très voisine de la tension d'amorçage. Une amélioration très nette du montage a été obtenue en utilisant un transformateur à écran électrostatique pour l'alimentation du pulseur. Depuis, la modulation du faisceau ne dépasse pas 5 % et la régulation de tension peut se faire normalement.

4. Focalisation

4.1. Régulation de tension

L'optique d'injection de SATURNE comporte un aimant séparateur à faible dispersion (10^{-2} radian). Il est donc impossible de faire la régulation de tension sur le faisceau de masse 2 (H_2^+) comme à Brookhaven. Les lèvres de régulation seront donc obligatoirement placées sur le trajet du faisceau pulsé. Or, pendant l'impulsion le faisceau subit une chute d'énergie due à la décharge de la capacité de l'électrode du Van de Graaff. Il se déplace donc dans un plan horizontal après la traversée du premier secteur. Pour un faisceau de 1,5 mA et une impulsion de 130 μs le déplacement est de 2,5 mm à 50 cm de la sortie du premier secteur. Il faut que l'écartement des lèvres soit plus grand que le déplacement du faisceau. On diaphragme le faisceau continu par deux lèvres verticales distantes de 10 mm à l'entrée du premier secteur. A 50 cm de la sortie du premier secteur c'est-à-dire avant le foyer, le faisceau continu a 8 mm de large. En écartant les lèvres à 6-7 mm environ on obtient un signal d'erreur suffisant grâce au préamplificateur que nous avons ajouté entre les lèvres de régulation et l'amplificateur fourni par H.V.E.C. Le faisceau pulsé moins large passe à travers les lèvres sans perte. La régulation demande donc un faisceau continu moins bien focalisé que le faisceau pulsé.

4.2. Déclenchement S_3'

Le déclenchement du Van de Graaff par la sonde dite S_3' n'est possible que si cette sonde reçoit un courant continu d'au moins 0,6 μA. Or le faisceau continu sortant du Van de Graaff vaut 1 μA (pour un trou de source de 1 mm). Il est donc nécessaire de rendre le faisceau continu pratiquement parallèle. La régulation de tension est alors plus difficile à régler car au niveau de l'entrée du premier secteur la partie intense du faisceau continu est plus petite (5 mm), mais elle est mal délimitée et au total le faisceau continu est un peu plus large (10 mm).

4.3. Réglages pratiques

A priori les trajectoires suivies par les protons du faisceau pulsé sont différentes des trajectoires suivies par ceux du faisceau continu. Il paraît donc impossible d'obtenir à la fois une focalisation donnant à l'entrée de l'optique des directions moyennes sensiblement parallèles. Cependant la focalisation dépendant de deux paramètres réglables, la tension de l'électrode focus 1 et la tension de l'électrode focus 2, nous avons tracé les courbes $V_1 = f(V_2)$ représentées figures 8, 9 et 10, V1 et V_2 étant un couple de valeurs donnant séparément pour chaque faisceau un cross over au voisinage de la sortie du Van de Graaff. On voit que les deux courbes se coupent On peut donc trouver un couple de valeurs V_1 et V_2 qui donnent une focalisation déterminée pour le faisceau pulsé et une focalisation déterminée pour le faisceau continu. Pratiquement on affiche les couples de valeurs V_1 et V_2 des points d'intersection. On retouche V_1 pour avoir une focalisation déterminée du faisceau continu. On retouche V_2 pour que le faisceau pulsé ait dans la chambre l'intensité maximum. Ce dernier réglage ne change pratiquement pas la focalisation du faisceau continu puisque la courbe présente un maximum près des points d'intersection. Par retouches successives on obtient la focalisation correcte.

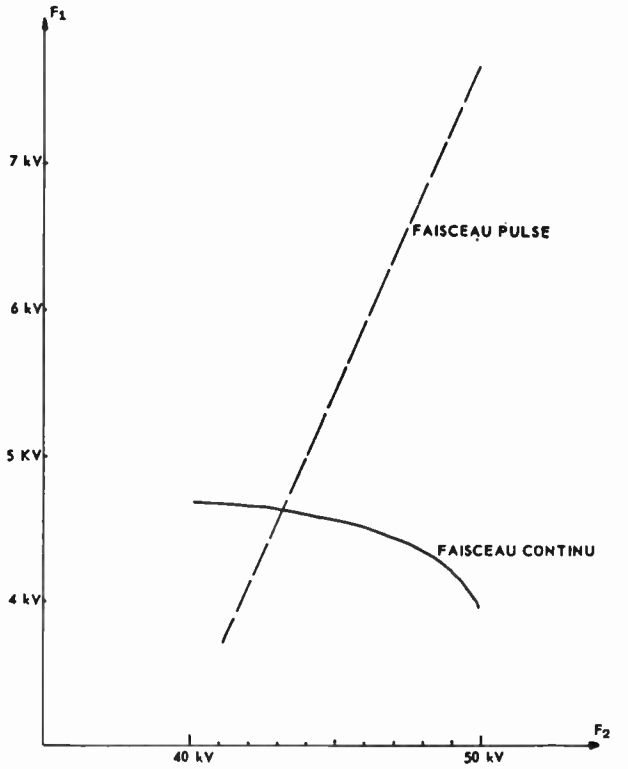


Fig. 9. — Courbes de focalisation. W = 3,4 MeV ; V Extraction = 24 kV.

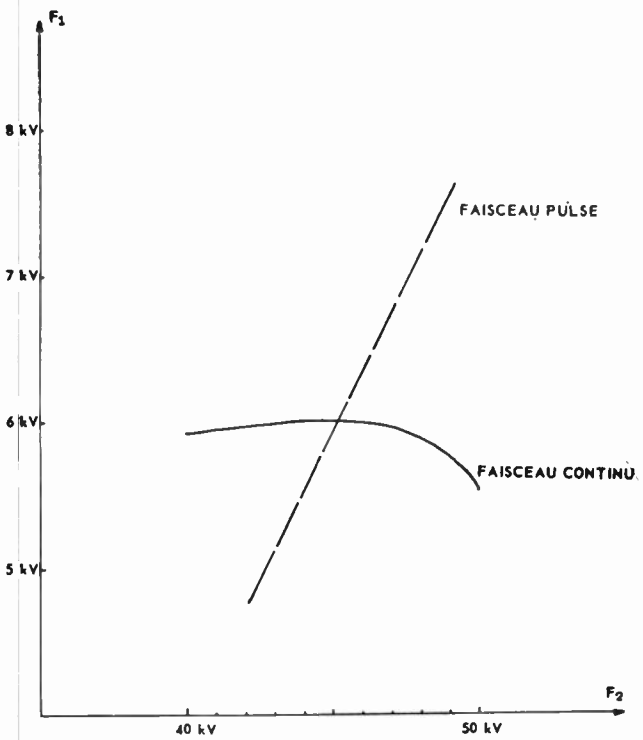


Fig. 8. — Courbes de focalisation. W = 3,6 MeV ; V Extraction = 24 kV.

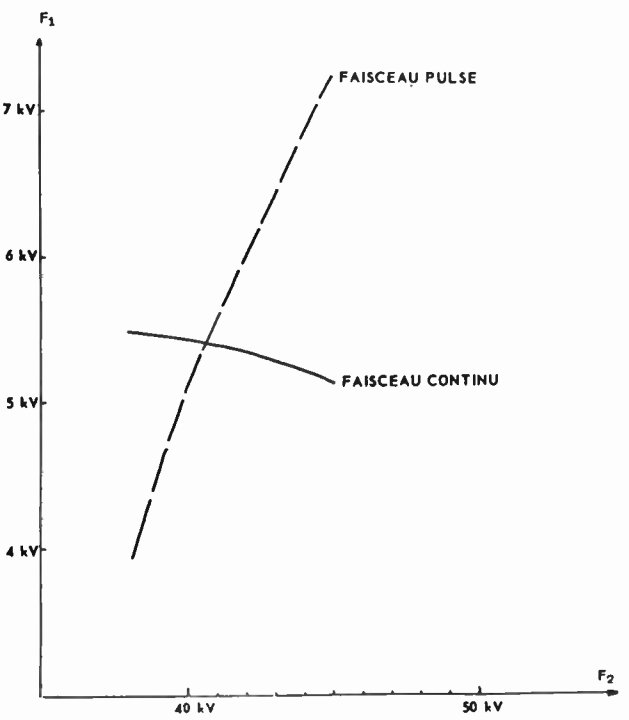


Fig. 10. — Courbes de focalisation. W = 3,2 MeV ; V Extraction = 24 kV.

Remarques

Si on essaie de déterminer la trajectoire du faisceau dans les électrodes de focalisation sans charge d'espace on voit qu'il y a un point de croisement du faisceau dans le tube focus 2. Ce qui explique le maximum de la courbe $V_1 = f(V_2)$.

Pour le faisceau pulsé l'absence de maximum sur la courbe montre que les particules de ce faisceau ne se croisent pas mais divergent par charge d'espace (voir fig. 11).

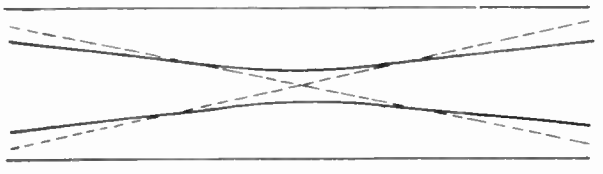


FIG. 11. — Faisceau pulsé et faisceau continu dans Focus 2. Le faisceau pulsé diverge par action de la charge d'espace.

Caractéristiques de l'injecteur

Energie nominale :	3,6 MeV
Intensité du faisceau de protons pulsé :	1,5 mA
Intensité du faisceau continu :	1 μA
Stabilité :	$\frac{\Delta V}{V} < 10^{-3}$
Chute de tension pour 130 μs et 1,5 mA:	9 kV
Emittance du faisceau :	3.10^{-4} radian × cm
Fréquence maximum de répétition du faisceau pulsé :	5
Durée de l'impulsion :	de 60 à 400 μs

***

La plus grande partie de ce travail a été faite dans le cadre du Service de Physique Appliquée, sous la direction de M. F. PRÉVOT.

Le Professeur HERB, le Dr TRUMP et le Dr C.M. TURNER ont apporté une aide précieuse qui a permis la réussite de l'injecteur. Cependant cette réussite n'aurait pas été possible sans l'efficacite de l'équipe de H.V.E.C., en particulier de MM. John DANFORTH, Harry CROSS et Robert LAWRENCE, et sans la persévérance de notre agent technique P. BERNARD qui a maintenant la charge du fonctionnement et de l'entretien de cette machine.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ROGERS E.J., TURNER C.M. — Injection System. Part I. — Van de Graaff Accelerator, *Rev. of Scient. Inst.*, 24 (9), sept. 1953, p. 805-815.

Etude de l'injection dans Saturne

PAR

G. BRONCA, H. BRUCK,
G. GENDREAU, M. SALVAT
Section d'Optique Corpusculaire
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Résumé

On donne un bref rappel des équations du mouvement des particules, puis le principe de l'injection dans un synchrotron à gradient constant et son application à SATURNE. On décrit ensuite la méthode de déclenchement du pulse issu du Van de Graaff ainsi que les moyens utilisés pour contrôler le faisceau (hacheur, électrode d'induction, cibles fluorescentes), et commander son comportement (angles d'injection, action sur n, sur le plan médian,..). Puis, on expose les résultats expérimentaux concernant la mesure de n (à l'aide du faisceau) par quatre méthodes ; on détermine ensuite théoriquement et expérimentalement l'orbite fermée dans le plan médian. Enfin on donne les trajectoires en présence des défauts de la machine (ondulation sur le champ, composantes ΔB_z et ΔB_r) puis les trajectoires résultant des corrections appropriées à ces défauts.

1. Rappel concernant les oscillations bétatron

— Une particule est en équilibre sur le rayon R si :

$$\frac{mv_i^2}{R} = ev_iB \quad \text{soit} \quad p_i = mv_i = eBR \qquad (1)$$

ou

$$p_ic = ecBR = \sqrt{2W_iE_o} \qquad (2)$$

dans le cas où elle n'est pas relativiste

W_i = énergie cinétique d'injection

$E_0 = M_0c^2 = 938$ MeV (protons)

— Si elle n'est pas en équilibre, elle effectue une oscillation « bétatron », autour du rayon R, d'équations :

$$X''_\theta + Q_H^2 x = 0 \quad (3)$$

$$Z''_\theta + Q_V^2 Z = 0 \quad (4)$$

$$v = R_\varphi \dot{\theta}$$

avec

$$Q_H^2 = (1-n)(1+k) \quad (5)$$

$$Q_V^2 = n(1+k) \quad (6)$$

Q : nombre de longueurs d'onde par tour

et
$$n = -\frac{R}{B}\left(\frac{\partial B_z}{\partial R}\right) \quad (7)$$

$$0 < n < 1$$

$$k = \frac{4L}{2\pi R} \simeq 0{,}3 \quad (8)$$

k : facteur d'allongement dû aux sections droites

$$R_\varphi = R(1+k) \quad (9)$$

— Une particule d'impulsion $p_i + \Delta p$ est en équilibre sur le rayon $R + \Delta R$ tel que :

$$\frac{\Delta p}{p_i} = \frac{\Delta B(R)}{R} + \frac{\Delta R}{R} = (1-n)\frac{\Delta R}{R} \quad (10)$$

— D'autre part il faut éviter des résonances entre les fréquences des oscillations horizontales et verticales et la fréquence de rotation des particules, celles-ci sont données par :

$$\alpha Q_H + \beta QV + \gamma = 0 \quad (11)$$

α, β, γ entiers quelconques.

Ainsi :

$$Q_H = Q_V \longrightarrow n = 0{,}5$$

$$Q_V = 1 \longrightarrow n = 0{,}757$$

sont les deux résonances fondamentales, aussi il faut choisir n tel que :

$$0{,}5 < n < 0{,}75 \quad (12)$$

Pratiquement, on prend :

$$n \simeq 0{,}6 \rightarrow \begin{cases} Q_H = 0{,}72 \\ Q_V = 0{,}88 \end{cases} \quad (13)$$

— Une particule injectée à énergie constante sur son rayon d'équilibre R spirale vers les rayons décroissants, du fait de la montée de B, avec le pas σ déduit de l'expression :

$$B(R,t) \cdot R(t) = \frac{p_i}{e} = C^{te}$$

par différentiation totale. On trouve facilement :

$$\sigma = \frac{R}{1-n}\frac{\dot{B}}{B}\tau \quad (14)$$

τ : durée d'un tour,

$R \simeq R_0$: rayon de l'orbite centrale dans les quadrants, et dans le cas où p_i varie pendant l'injection, d'après (2) :

$$\sigma = \frac{R_0}{1-n}\left(\frac{\dot{B}}{B} - \frac{1}{2}\frac{\dot{W}_i}{W_i}\right)\tau \quad (15)$$

2. Principe de l'injection

On peut dire grossièrement que le but est d'injecter le plus grand nombre de particules possible dans la chambre pendant la durée d'injection bien qu'on sache par ailleurs qu'un certain nombre d'entre elles seront éliminées du fait de l'accroissement de l'amplitude des oscillations dues au « gas-scattering » et aux oscillations « synchrotron » et « bétatron ».

Si l'on suppose que l'induction croît linéairement : $B = \dot{B}t$ (injection la plus simple) avec $\dot{B} \simeq 2$ Ts/s et que le gradient de champ est constant azimutalement, l'injection a lieu pendant une durée $\Delta t_i \gg \tau$. Deux méthodes peuvent être utilisées :

2.1. Injection a énergie constante

La spiralisation de l'orbite d'équilibre instantanée (due à $\dot{B}$) amène celle-ci (fig. 1) au niveau de l'inflecteur, c'est approximativement le bon moment pour commencer l'injection (auparavant, les particules sortent de la zone « utile » où $0{,}5 < n < 0{,}75$). Puis, à un instant Δt_i postérieur, l'orbite d'équilibre (commune à toutes les particules injectées) atteint le milieu de la zone utile, c'est-à-dire l'orbite centrale de rayon R_0 : les particules injectées à cet instant oscillent avec une amplitude $\sim a$ et l'injection est terminée.

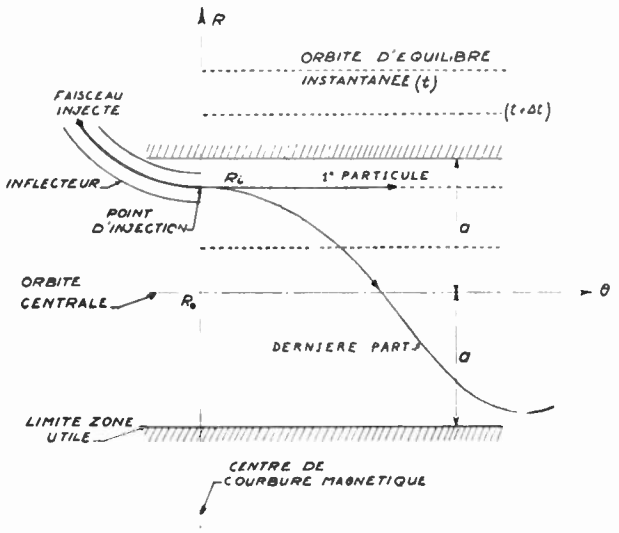


FIG. 1. — Injection à énergie constante.

2.2. INJECTION A ÉNERGIE VARIABLE

On peut, dans ce cas, s'arranger pour supprimer toute oscillation bétatron ; il suffit que chaque particule soit injectée constamment sur son orbite d'équi-

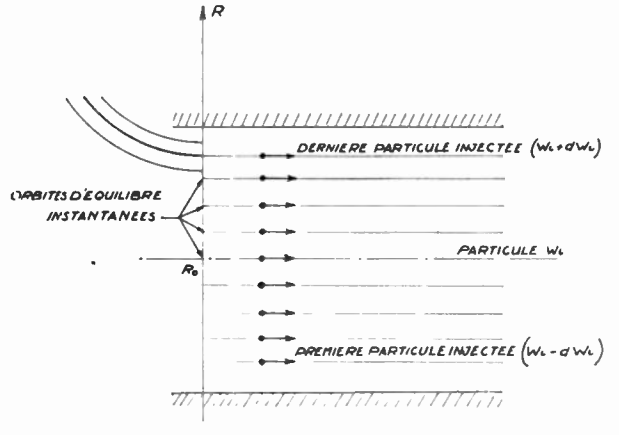


FIG. 2. — Injection à énergie variable.

libre de rayon R_t (fig. 2). D'après (1), puisque $B = \dot{B}t$, il faut augmenter p pendant l'injection de façon que :

$$\frac{\dot{p}}{p} = \frac{\dot{B}}{B} \qquad (16)$$

La figure 2 montre que la durée d'injection est double, il y a donc deux fois plus de courant injecté ce qui montre l'intérêt de cette méthode (l'étude rigoureuse du rendement de capture lors de l'accélération reste à faire, mais on peut dire a priori qu'il y a environ deux fois plus de particules capturées).

3. Application à Saturne

C'est la première méthode qui a été adoptée provisoirement, puisque le Van de Graaff d'injection ne permet pas d'augmenter W_t au cours de l'injection (cela pourra être fait dans l'avenir par adjonction d'une « chemise capacitive » enveloppant l'électrode H. T. du Van de Graaff sur laquelle on applique une impulsion de tension).

3.1. VALEUR DES PARAMÈTRES

On a :
$$\begin{aligned} W_t &= 3{,}6\ \text{MeV} = C^{te}\ (p_t c \simeq 82\ \text{MeV}) \\ B_t &= 32{,}6\ \text{mTs}\ (326\ \text{G}) \\ \tau &= 2{,}64\ \mu\text{s} \\ \dot{B} &= 2\text{Ts/s}\ (20\,000\ \text{G/s}) \\ R_0 &= 8{,}42\ \text{m} \\ a &= 18\ \text{cm} \\ n &\simeq 0{,}6 \end{aligned} \qquad (17)$$

On trouve : $\sigma \simeq 3{,}4$ mm /tour

— Notons en passant que la programmation de W_t demanderait

$$\dot{W}_t = 0{,}44\ \text{keV}/\mu\text{s d'après (16)} \qquad (18)$$

et si l'on tient compte de la baisse naturelle de l'énergie du Van de Graaff au cours du temps :

$$\frac{\Delta W_t}{W_t} \simeq -2{,}5 \cdot 10^{-3}\ (19)\ \text{pour } 130\ \mu\text{s d'injection avec}$$

$$I = 1\ \text{mA}$$

il faut fournir au total des charges correspondant à la pente :

$$(\dot{W}_t)_t \simeq 0{,}5\ \text{keV}/\mu\text{s} \qquad (20)$$

— La baisse naturelle de W_t donnée par (19) se répercute sur σ d'après (15) et on trouve facilement :

$$\sigma = 3{,}9\ \text{mm/tour} \qquad (21)$$

De cette valeur plus réaliste on déduit la durée d'injection :

$$\Delta t_t = \frac{a}{\sigma}\tau \simeq 120\ \mu\text{s} \qquad (22)$$

le nombre de tours injectés :

$$\nu = \frac{a}{\sigma} = 46\ \text{tours} \qquad (23)$$

et le nombre de particules injectées :

$$N = \frac{I \cdot \Delta t_t}{e} \simeq 7.10^{11}\ \text{particules}\ (24)\ [\text{pour } I = 1\ \text{mA}]$$

3.2. Déclenchement du pulse de protons du Van de Graaff

Le Van de Graaff émet un faisceau continu de 1 μA qui sert à sa régulation [1] et à déclencher le pulse de 1 mA. En effet, la croissance de B rend le faisceau continu de plus en plus courbé (fig. 3) et à un instant $t_H = 0$ il frappe une cible S'_3 extérieure à la zone utile ; cette cible transmet le signal à la source du Van de Graaff qui délivre son pulse environ 10 μs plus tard.

Théoriquement, on règle la position radiale de S'_3 de façon que le pulse arrive au moment où l'orbite instantanée passe par le point d'injection.

La position azimutale de S'_3 est choisie en principe telle que l'instant $t = 0$ soit indépendant de l'angle d'injection, soit à une $\frac{1}{2}$ longueur d'onde de l'inflecteur (~ milieu Q_{III}). On règle la durée du pulse à ~ 150-200 μs pour être sûr d'injecter pendant toute la bonne période.

3.3. Hacheur

Le système d'injection [2] comprend un hacheur constitué de deux plaques oscillographiques portées en permanence à + 3 000 V. A l'instant $t_H = 0$ (signal S'_3), le potentiel d'une des plaques descend à ~ 50 V c'est-à-dire que le faisceau est dévié à la sortie du Van de Graaff. Au bout d'un temps t_{H1} réglable (1 μs à 300 μs), ce potentiel remonte à 3 000 V, le faisceau reparaît, pendant une durée Δt_H réglable (1 μs à 300 μs). Après avoir été maintenu une deuxième fois à 50V de l'instant $t_{H1} + \Delta t_H$ à l'instant t_H = 600 μs, le potentiel remonte à 3 000 V pour permettre la régulation du Van de Graaff.

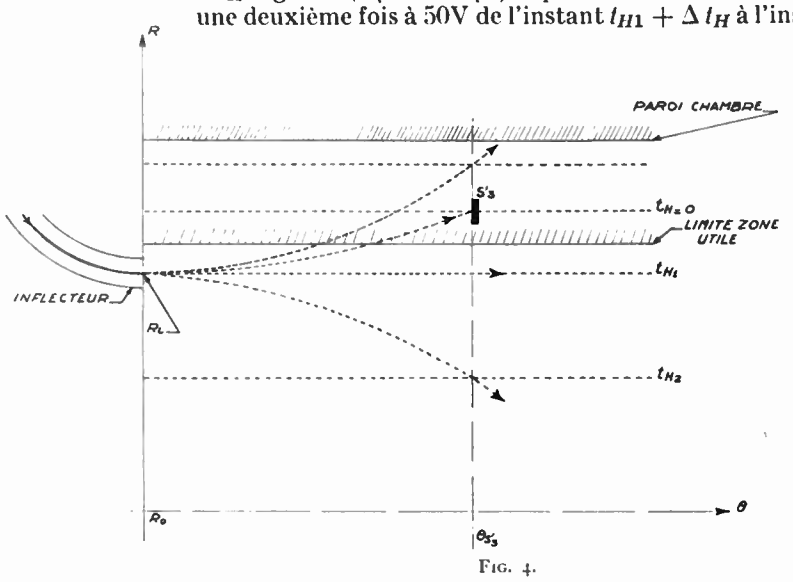


Fig. 4.

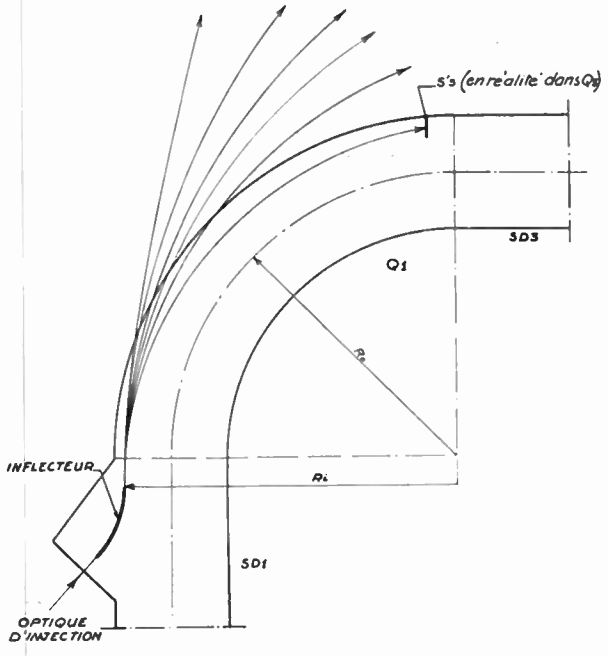


Fig. 3. — Déclenchement du pulse par le faisceau continu.

Remarque — A chaque t_H correspond une position de l'orbite d'équilibre et de l'orbite fermée (§ 4.5.) quelle que soit la forme de celle-ci.

— Pour $t_H = 0$, l'orbite d'équilibre ne passe pas par le point d'injection (fig. 4).

3.4. Controle de l'injection par les électrodes d'induction [3]

Il est intéressant de savoir si la durée d'injection est celle qu'on attend (Δt_i) et si l'on perd de l'intensité au cours de l'injection. Pour cela, on fait passer le faisceau à l'intérieur d'un cylindre (électrode Q) sur lequel des charges sont induites (fig. 5), le signal obtenu est observé sur un oscillographe. Cette méthode impose au faisceau d'avoir une tête et une queue (une variation de charge est nécessaire), donc sa longueur azimutale doit être inférieure à un tour (τ = 2,64 μs). On choisit donc

$$\Delta t_H = 1\ \mu s \left(\simeq \frac{1}{3}\ \text{tour} \right).$$

Le nombre de signaux représente le nombre de tours.

L'opération de routine consiste à choisir un t_H assez petit ($\sim$ 40 μs) de façon à ce que l'amplitude de l'oscillation bétatron soit faible ; la durée des signaux observés doit alors correspondre au passage de l'orbite d'équilibre (ou mieux, de l'orbite fermée) de $R = R_i$ à $R = R_0 - a$, soit environ $2\,\Delta t_i = 240$ μs ; l'amplitude des signaux doit rester constante.

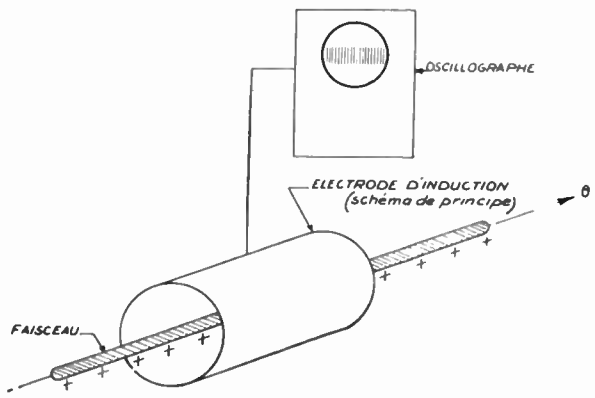


FIG. 5. — Electrode d'induction (schéma de principe).

Il existe aussi des électrodes d'induction ΔR et ΔZ, servant à repérer la position radiale ΔR et verticale ΔZ du faisceau, constituées (en principe) respectivement d'une plaque verticale et d'une plaque horizontale (signal proportionnel à charge $Q \,.\, \Delta R$) qu'on a utilisé pour mesurer Q_H et Q_V.

3.5. Repérage du faisceau par cibles

a) *Cibles fluorescentes* — Dans le système d'injection [2], on repère le faisceau en observant la fluorescence qu'il excite par impact sur le quartz. On peut utiliser cette méthode, mais elle présente deux inconvénients :

— *opacité* : on ne peut repérer deux tours dont les positions sont voisines ;

— *manque de sensibilité* : le nombre total de particules $\left(\sim \frac{1}{3} \text{ tour}\right)$ est faible ainsi que la durée d'impact (1 μs).

Des grillages recouverts de S Zn permettent de pallier ces inconvénients (observation simultanée de 5 tours ce qui est suffisant généralement). Leurs dimensions radiales et verticales sont respectivement 5 cm $\times$ 9,5 cm (dans les quadrants), 40 cm $\times$ 10 cm (dans les sections droites). Au total, 8 sondes sont régulièrement réparties azimutalement (éclipsables radialement).

b) *Cibles en tantale* — Elles sont isolées et pourvues de sorties coaxiales permettant l'observation à l'oscillographe (déclenché par S_3) du signal reçu. Elles servent aussi, pour le tracé de trajectoires tour après tour, à bloquer le $n^{\text{ième}}$ tour [tracé du $(n-1)^{\text{ième}}$].

Une de ces cibles joue un rôle important, celle qui masque le dos de l'inflecteur et qui permet donc de voir si des protons ne sont pas perdus dans les premiers tours par choc sur l'inflecteur et d'y remédier par action sur l'angle d'injection.

Les caractéristiques radiales et verticales des cibles sont 2 cm ou 5 cm $\times$ 9,5 cm ; il y en a 6 régulièrement réparties azimutalement et éclipsables radialement.

3.6. Paramètres de réglage

3.6.1. *Angle d'injection α dans le plan horizontal* [2]

Une tension d'appoint $|U_2| \leqslant 10$ kV alimentant le bout de l'électrode H.T. de l'inflecteur permet le réglage de l'angle α de la direction du faisceau avec l'axe de la section droite. On a obtenu expérimentalement :

$$\alpha = 3{,}8 \,.\, 10^{-3} \text{ rd/kV} \qquad (25)$$

3.6.2. *Position radiale par rapport à R_0 du faisceau injecté* [2]

On peut la modifier de deux façons — d'une part en déplaçant mécaniquement les électrodes de l'inflecteur ($\pm$ 2,5 cm par rapport à la limite de la zone utile $R = R_0 + 18$ cm) — d'autre part en agissant sur une tension d'appoint $|U_{S_2}| \leqslant 5$ kV alimentant l'électrode B.T. du 2e secteur du système d'injection ; cette tension permet de déplacer le faisceau par rapport aux électrodes de l'inflecteur distantes de 2,5 cm (appui sur l'électrode la plus proche de l'orbite centrale).

3.6.3. *Angle d'injection β et position du faisceau dans le plan vertical*

Un ensemble de deux aimants (M_1, M_2), placés entre les secteurs du système d'injection permet

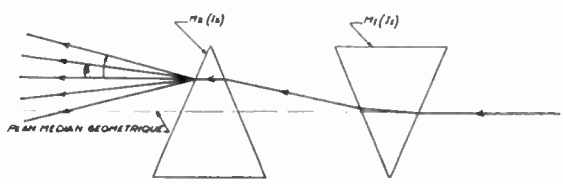


FIG. 6. — Réglage du faisceau dans le plan vertical.

(fig. 6) de faire varier à volonté β (action sur I_2) et la cote du faisceau ($I_1 + I_2$) On a expérimentalement :

$$\beta = 1{,}6 \,.\, 10^{-5} \text{ rd/mA} \qquad (26)$$

3.6.4. *Position de l'orbite d'équilibre (orbite fermée)*

Il suffit de régler t_H (fig. 4).

3.6.5. *Réglage de la focalisation du faisceau, action sur n* [4]

Les enroulements plaqués sur les pièces polaires (fils fins, fig. 7), autoalimentés, permettent d'obtenir un Δn et ainsi de balayer la zone de stabilité $0{,}5 < n < 0{,}75$ (on peut même aller au delà).

L'action sur n est plus sensible sur Q_H que sur Q_V (formules 5 et 6).

3.6.6 *Réglage de B_o dans chaque quadrant* [4]

En connectant les retours intérieurs et extérieurs des gros fils (fig. 7) on constitue une boucle auto-alimentée fournissant des ΔB_o réglables dans chaque quadrant.

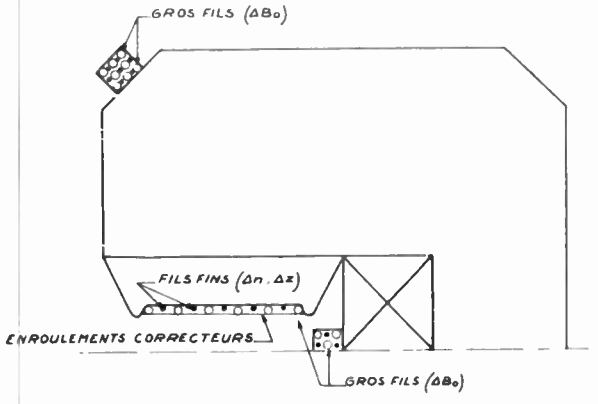


Fig. 7. — Enroulements correcteurs.

3.6.7. *Réglage de la hauteur du plan médian magnétique de chaque quadrant* [4]

Il se fait aussi à l'aide des fils fins des nappes polaires (fig. 7). On peut ainsi obtenir :

$$\Delta z \simeq 1 \text{ à } 2 \text{ cm}$$

4. Résultats expérimentaux

4.1. Injection avec l'aimant alimenté en courant continu

Cela a permis de déterminer approximativement les angles d'injection α et β (c.-à-d. U_2 et I_2) en traçant des trajectoires sur un tour, de familiariser les expérimentateurs avec les signaux reçus sur les cibles, de tester ces cibles, de déterminer leur nombre optimum...

Dans l'ensemble, cette expérimentation a été très utile et les résultats obtenus satisfaisants.

4.2. Déclenchement du pulse du Van de Graff par S'_3 (aimant pulsé) [5]

L'expérience a montré que S'_3 placée dans sa position théorique (§ 3.2.) ne recevait aucun signal ; par contre, dans la zone radiale $R_0 - 10 \text{ cm} < R < R_o + 10 \text{ cm}$, l'intensité mesurée était correcte ($\sim 1 \mu$ A).

Ce résultat laissait pressentir soit une valeur de n (vue par le faisceau) incorrecte en dehors de la zone précédente, soit une orbite fermée incorrecte. Dans le doute, nous avons poussé l'inflecteur vers l'intérieur et injecté à $R_i = R_o + 16$ cm ; mais le résultat fut le même.

Aussi S'_3 a été placée au milieu de Q_{II} $\left(\sim \frac{\lambda}{4}\right)$ à $R = R_o + 20$ cm où les résultats obtenus ont été satisfaisants. Néanmoins, l'instant $t_H = 0$ dépend de l'angle α, c.-à-d. que la position de l'orbite fermée à l'instant 0 dépend de α. ce qui est gênant dans certains cas.

4.3. Observation des premiers tours avec l'électrode d'induction Q

Il a été impossible d'obtenir plus de 7-8 tours quels que soient α, β, la valeur de n étant celle donnée naturellement par le synchrotron (les mesures magnétiques ont donné $\overline{n}_m = 0{,}70$ [6]). Pour avoir une injection correcte, il a fallu modifier la valeur de n de $\Delta n = -0{,}22$, d'où l'on peut déduire des mesures magnétiques $n_{\text{effectif}} = 0{,}48$, valeur qui semble suspecte, d'où la nécessité de mesurer n à l'aide du faisceau.

4.4. Mesures de n [7]

Nous avons utilisé trois méthodes distinctes qui permettent ensuite la comparaison avec la valeur de $\overline{n}_m$.

4.4.1. *Mesure de la vitesse de balayage*

Nous avons vu que l'orbite d'équilibre spirale avec un pas σ et se contracte avec une vitesse :

$$|\dot{R}_e| = \frac{\sigma}{\tau} = \left(\frac{\dot{B}}{B_i} - \frac{1}{2}\frac{\dot{W}_i}{W_i}\right)\frac{R_o}{1-n} \qquad (27)$$

Il suffit donc de mesurer $\dot{R}_e$ pour avoir n. Pour mesurer $\dot{R}_e$ il faut, sans utiliser le hacheur, bloquer le faisceau au bout d'un tour et utiliser une sonde placée à l'azimut θ qu'on déplace radialement ; on détermine l'instant t d'impact (compté à partir de $t_H = 0$) en fonction de la position R, d'où une courbe $R(t)$ et la pente $\dot{R}$.

Mais pour que $\dot{R} = \dot{R}_e$ il faut que les particules qui choquent la sonde soient sur leur orbite d'équilibre constamment ; ceci n'arrive que pour $\theta = \frac{\lambda}{4}$ (fig. 4). Pour θ quelconque on a :

$$\dot{R} = \dot{R}_e\,(1 - \cos Q_H\,\theta) \qquad (28)$$

Comme Q_H dépend de n, il suffit de choisir a priori n, d'où Q_H, donc $\dot{R}_e$ d'après (28) et ensuite n d'après (27). Par approximations successives (rapidement convergentes), on obtient n.

Les mesures ont été faites pour deux positions de la sonde, SD_3 et fin Q_{III}, pour deux valeurs de β

(c.-à-d. I_2) et pour trois valeurs de Δn. D'où le tableau suivant qui donne les valeurs de n mesurées en présence de la correction Δn.

	SD_3		Fin Q_{III}	
Δn	$I_2 = 0$	$I_2 = 135$ mA	$I_2 = 0$	$I_2 = 135$ mA
0	0,82	0,82	0,79	0,835
- 0,1	0,72	0,71	0,705	0,71
- 0,2	0,61	0,625	0,605	0,63

On tire :

$$\bar{n}_b = 0{,}81 \pm 0{,}02 \qquad (29)$$

0,02 : valeur quadratique moyenne de l'écart des résultats par rapport à $\bar{n}$. Ce résultat est en contradiction avec $\bar{n}_m$.

4.4.2 *Mesure du signal dos inflecteur*

L'exposé de cette méthode demande une étude plus détaillée des phénomènes à l'injection. Les symboles utilisés étant portés sur la figure 8, on a pour l'ampli-

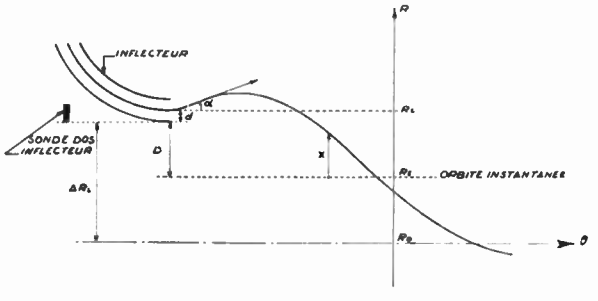


FIG. 8.

tude de l'oscillation bétatron :

$$x = (D + d)\cos Q_H\,0 + \frac{R}{Q_H}\,\alpha \sin Q_H\,0 \qquad (30)$$

avec
$$\left|\begin{array}{l} R = R_1\,(1 + k) \\ R_1 = R_0 + \Delta R_t - D \simeq R_0 \end{array}\right. \qquad (31)$$

Au bout de N tours, soit $0 = 2\pi N$, l'orbite instantanée s'est déplacée de $N\sigma$ et pour éviter le dos inflecteur, il faut que :

$$x\,(2\pi N) < D + N\sigma \qquad (32)$$

soit :

$$\alpha < \frac{D\,(1 - \cos 2\pi N\,Q_H) + N\sigma - d\cos 2\pi N\,Q_H}{\dfrac{R}{Q_H}\sin 2\pi N\,Q_H} \qquad (33)$$

pour $\sin 2\pi N\,Q_H > 0$, l'inégalité changeant de sens dans le cas contraire. Ceci permet de tracer le diagramme $\alpha\ (Q_H)$, [fig. 9] N étant le paramètre, ceci pour D et d donnés (c.-à-d. t_H et U_{S_3}). Les asymptotes

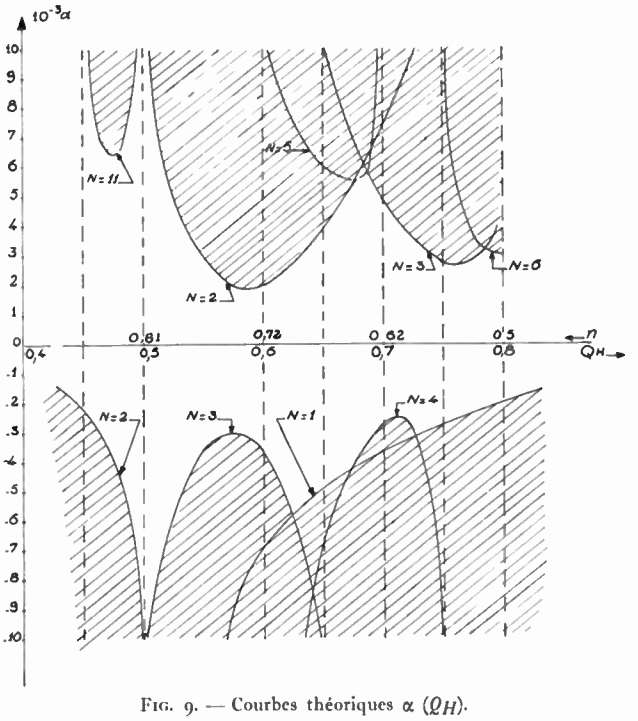


FIG. 9. — Courbes théoriques $\alpha\ (Q_H)$.

correspondent à $Q_H = \dfrac{K}{2n}$ (K entier quelconque) et se resserrent pour N croissant.

Ces courbes montrent que si l'on choque le dos inflecteur au $N^{\text{ième}}$ tour, ceci ne peut se produire que pour des plages de Q_H bien limitées, ainsi pour $N = 3$:

$$0{,}67 < Q_H < 0{,}83 \text{ pour } \alpha > 0$$
$$0{,}50 < Q_H < 0{,}67 \text{ pour } \alpha < 0$$

les autres branches de la courbe correspondant à des valeurs de α très grandes.

On peut faire le même raisonnement pour toute valeur de N (pour N grand, la valeur possible de Q_H est cernée de très près).

Expérimentalement, on peut tracer des courbes donnant l'intensité du signal reçu sur le dos inflecteur en fonction de α et repérer à chaque fois le numéro du tour correspondant au choc (fig. 10). L'expérience a été faite pour plusieurs valeurs de n.

Par recouvrement des zones possibles pour Q_H on obtient :

$$\bar{n}_c = 0{,}80 \pm 0{,}02 \qquad (34)$$

4.4..3 *Mesure par battement de fréquence*

On utilise pour cela les électrodes d'induction ΔR et ΔZ (§ 3-4). Le faisceau passe devant à une

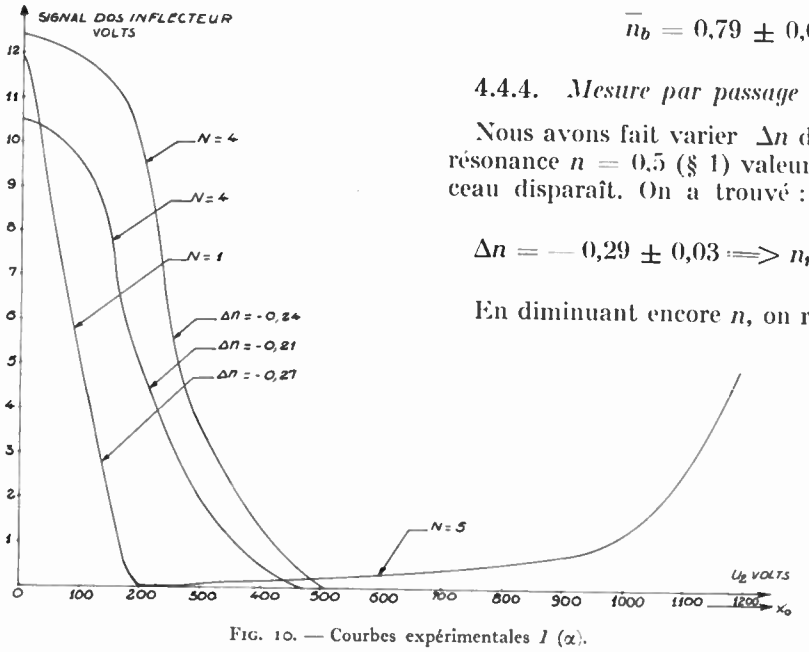


FIG. 10. — Courbes expérimentales $I(\alpha)$.

fréquence f_r qui est sa fréquence de révolution, de plus, il effectue des oscillations bétatron à la fréquence :

$$f_\beta = Q\, f_r \tag{35}$$

$\left(\text{puisque } \lambda_\beta = \dfrac{2\pi R}{Q}\right)$ ce qui implique que, régulièrement, il passera devant l'électrode, avec la même géométrie et la même position (à la spiralisation près dans le plan horizontal) donc créera le même signal (fréquence de battement f_b). On a donc :

$$f_b = f_r - f_\beta = f_r\,(1 - Q) = \frac{1}{T_b}$$

$$Q = 1 - \frac{f_b}{f_r} = 1 - \frac{\tau}{T_b} \tag{36}$$

En photographiant les signaux ΔR et ΔZ, on mesure T_b donc Q_H et Q_V d'après (36). De :

$$\left|\begin{array}{l} Q_H = \sqrt{(1-n)\,(1+k)} \\ Q_V = \sqrt{n\,(1+k)} \end{array}\right. \tag{37}$$

on tire la valeur de k par : $Q_H^2 + Q_V^2 = 1 + k$ (38) puis la valeur de n par (37).

L'expérience a été faite pour plusieurs valeurs de n, ce qui permet de contrôler comme dans la mesure par vitesse de balayage, la validité de l'étalonnage Δn ($I_{\text{correction}}$). On trouve :

$$k = 0{,}29 \pm 0{,}02 \tag{39}$$

$$\bar{n}_b = 0{,}79 \pm 0{,}01 \tag{40}$$

4.4.4. *Mesure par passage sur une résonance*

Nous avons fait varier Δn de façon à traverser la résonance $n = 0{,}5$ (§ 1) valeur pour laquelle le faisceau disparaît. On a trouvé :

$$\Delta n = -0{,}29 \pm 0{,}03 \Longrightarrow n_r = 0{,}79 \pm 0{,}03 \tag{41}$$

En diminuant encore n, on retrouve le faisceau.

CONCLUSION

Toutes ces mesures convergent vers $n \simeq 0{,}80$ en contradiction avec $\bar{n}_m = 0{,}70$.

Différentes interprétations ont été données :

— variation de courbure de l'orbite fermée qui entraîne une variation de la force de rappel $\left(\dfrac{1-n}{R^2}\right)$;

— montage incorrect des blocs qui fait que les axes azimutaux des sections droites et des blocs d'extrémité de quadrant font un angle de 1° 15′ d'où une focalisation par face inclinée qui entraîne un δn équivalent de $\sim 0{,}03$.

— Néanmoins, l'ordre de grandeur de ces défauts est insuffisant. Une récente hypothèse est que :

$$n(\theta) = -\frac{R(\theta)}{B(\theta)}\,\frac{\partial B(\theta)}{\partial R} = -\frac{(BR)}{B^2(\theta)}\,\frac{\partial B(\theta)}{\partial R} \tag{42}$$

est grand dans le champ de fuite des quadrants ; des mesures magnétiques sont en cours. Actuellement, aucune explication n'a donné de résultats.

4.5. DÉTERMINATION D'ORBITES FERMÉES THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTALES [8]

Les conclusions précédentes (§ 4.2., 4.4.) suggèrent que l'orbite fermée (trajectoire autour de laquelle les particules décrivent les oscillations bétatron et qui n'est pas confondue avec l'orbite d'équilibre locale) est perturbée par des défauts, aussi est-il intéressant de déterminer cette orbite fermée à partir de trajectoires obtenues expérimentalement. Si cette orbite n'est pas plane, la torsion introduira dans l'équation du

mouvement des particules autour de cette orbite. des termes de couplage entre les oscillations horizontales et verticales ; il est donc impossible de trouver une trajectoire sinusoïdale autour de quelque orbite que ce soit. Néanmoins, l'amplitude des oscillations verticales (~ 2 à 3 cm) est petite devant celle des oscillations horizontales ($\leqslant$ 16 cm, dans les trajectoires étudiées : ~ 8 à 9 cm), donc l'effet sur les oscillations horizontales est faible, ce qui permet de déterminer l'orbite fermée dans le plan horizontal. Il y a par contre, impossibilité de détermination dans le plan vertical à partir de l'équation (4).

4.5.1. *Orbite fermée expérimentale*

L'amplitude d'oscillation d'une particule est :

$$x(\theta) = x_0 \cos Q_H\theta + \frac{R}{Q_H} x'_0 \sin Q_H\theta + x_f(0) - \frac{\sigma}{2\pi}\theta \qquad (43)$$

$x_f(\theta)$: amplitude de l'orbite fermée.

(x_0, x'_0) : conditions initiales par rapport à l'orbite fermée,

σ : « pas » de spiralisation de l'orbite fermée,

$x_f(\theta) = x_f(\theta + 2\pi N)$, N entier quelconque.

Avec un grillage placé à θ, on peut déterminer $x(\theta) = x_1$; $x(\theta + 2\pi) = x_2$; $x(\theta + 4\pi) = x_3$. En écrivant (43) pour les valeurs θ, $\theta + 2\pi$, $\theta + 4\pi$, on a un système de trois équations à 3 inconnues : x_0, $\frac{R}{Q_H}x'_0$, $x_f(\theta)$. La résolution donne :

$$x_f(\theta) = \sigma\left(1 + \frac{\theta}{2\pi}\right) + \frac{x_1 + x_3 - 2x_2 \cos 2\pi Q_H}{2(1 - \cos 2\pi Q_H)} \qquad (44)$$

Il suffit donc de tracer une trajectoire sur trois tours pour déterminer l'orbite fermée. Comme on peut tracer cinq tours, on peut vérifier que l'orbite fermée trouvée à partir des tours 1-2-3, 2-3-4, 3-4-5 est la même.

4.5.2 *Orbites fermées théoriques*

Ayant l'orbite fermée donnée par la configuration du champ dans la machine, il est intéressant de la corriger si elle n'est pas circulaire (4 quarts de cercle + 4 lignes droites). Pour cela, on dispose des réglages (3.6.6. - 3.6.7 : ΔB_0, Δz).

Pour déterminer l'orbite fermée correspondant à des perturbations contrôlées ΔB_1, ΔB_2, . . . dans Q_I, Q_{II}, . . . on utilise la méthode matricielle qui fait rapidement passer des conditions (x_1, x'_1) au milieu de la section droite d'injection SD_1 à celles (x_2, x'_2) au milieu de SD_2, ... en prenant pour équation du mouvement dans le quadrant Q_4 :

$$x''_\theta + (1 - n)x = -R_0 \frac{\Delta B_4}{B_0} \qquad (45)$$

En écrivant que l'orbite se referme, $x(2\pi) = x(0)$ et $x'(2\pi) = x'(0)$ on obtient :

$$x_1 = \frac{R_0}{4(1-n)\cos\mu} \times \left[(1 - 2\cos\mu)\frac{\Delta B_1 + \Delta B_4}{B_0} - \frac{\Delta B_2 + \Delta B_3}{B_0}\right] \qquad (46)$$

μ (déphasage par « maille ») étant donné par :

$$\cos\mu = \cos\sqrt{1-n}\,\frac{\pi}{2} - \frac{L\sqrt{1-n}}{2R_0}\sin\sqrt{1-n}\,\frac{\pi}{2} \qquad (47)$$

(L : longueur section droite).

$\cos\mu$: élément T_{11} de la matrice de transfert

$$\left(\frac{L}{2} - \text{quadrant} - \frac{L}{2}\right).$$

On obtient x_2, x_3, x_4 par permutation circulaire sur les indices. On peut ainsi tracer les orbites fermées correspondant à :

$\Delta B_1 \neq 0$, $\Delta B_2 = \Delta B_3 = \Delta B_4 = 0$, etc. (fig. 11)

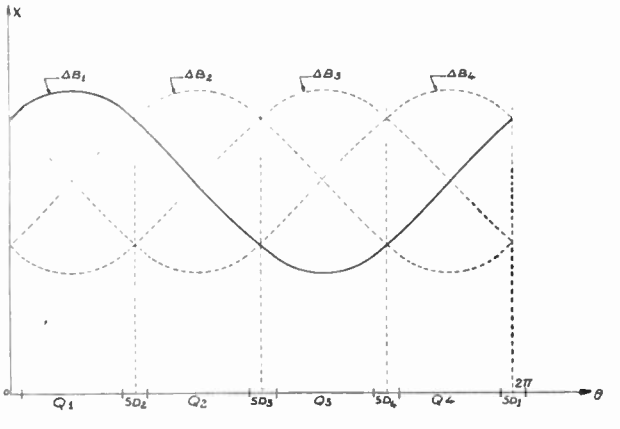


FIG. 11. — Orbites fermées théoriques correspondant à des défauts ΔB_i

et les comparer à l'orbite fermée expérimentale, ce qui permet de voir rapidement quels sont les ΔB à utiliser ; il est ensuite facile de calculer leur amplitude.

Remarque : On peut traiter de la même façon un défaut Δz de plan médian, mais du fait du couplage, l'intérêt est faible.

4.6. Action sur les trajectoires de l'ondulation sur B_0 due à l'ondulation sur la tension aimant U_A

C'est le premier défaut étudié car il était déjà connu (Brookhaven, Berkeley). L'ondulation sur U_A crée deux type de perturbations.

4.6.1. *Une ondulation sur la valeur du B_0 de chaque quadrant* qui fait que le faisceau « respire » radialement pendant le cycle puisque B n'a pas la valeur correcte telle que $B_0 R_0 = \frac{p}{e}$ [ceci en supposant que la cavité HF ne suit pas la loi instantanée $R_0\ [\dot{B}_0 t + b_0(t) \sin \omega_0 t\,] = \frac{p(t)}{e}$ mais une loi calculée à l'avance ignorant le défaut]. Cet effet n'est pas gênant à l'injection car la période de l'ondulation ($\sim$ 2,4 ms) est beaucoup plus grande que la durée de vie maximum $2\Delta t_i$; par contre, en fin de cycle, on retrouve cette structure dans le faisceau secondaire émis par la cible qui collecte les protons pendant 1 — 100 ms.

Des circuits atténuant cette ondulation ont été essayés avec succès [4].

4.6.2. *Une différence de B_0 entre quadrants* due à ce que les composantes alternatives des deux groupes de redresseurs (fig. 12, 13, 14) sont assimilables

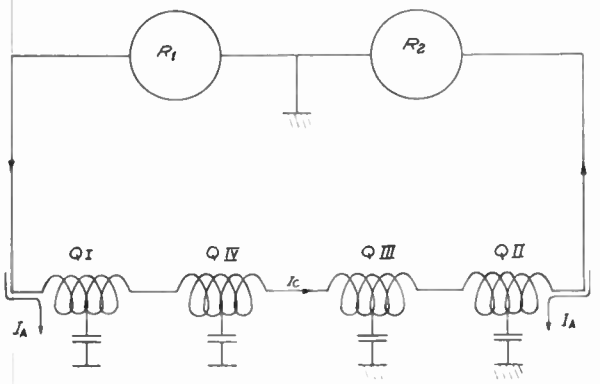


Fig. 12. — Connexions entre quadrants.

à des sinusoïdes en opposition de phase et à ce que les quatre quadrants sont en série. Ainsi, les courants alternatifs dus aux capacités réparties dans ($Q_{\mathrm{I}}^{(+)}$, $Q_{\mathrm{IV}}^{(+)}$) et ($Q_{\mathrm{II}}^{(-)}$, $Q_{\mathrm{III}}^{(-)}$) sont en opposition de phase et d'amplitude différente, créant ainsi dans la machine un défaut ayant l'harmonique 1. Un meilleur montage au point de vue amplitude de l'orbite fermée (harmonique 2) serait $Q_{\mathrm{I}}^{(+)} - Q_{\mathrm{III}}^{(-)} - Q_{\mathrm{II}}^{(+)} - Q_{\mathrm{IV}}^{(-)}$ (formule 46).

Les mesures magnétiques [10] ont mis en évidence ces ΔB entre quadrants.

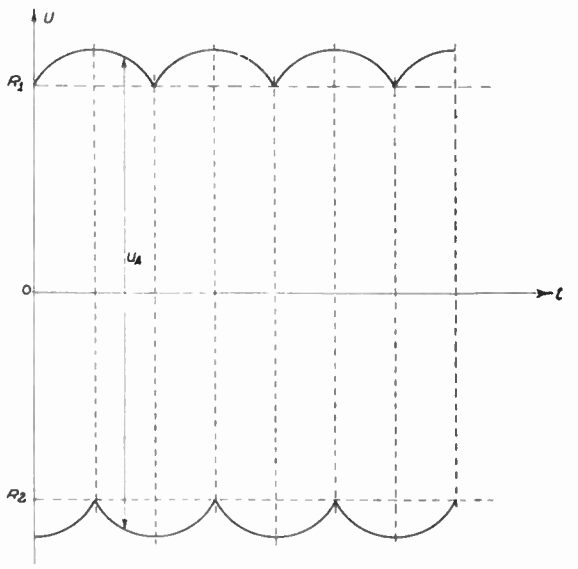


Fig. 13. — Tension U_A aux bornes de l'aimant.

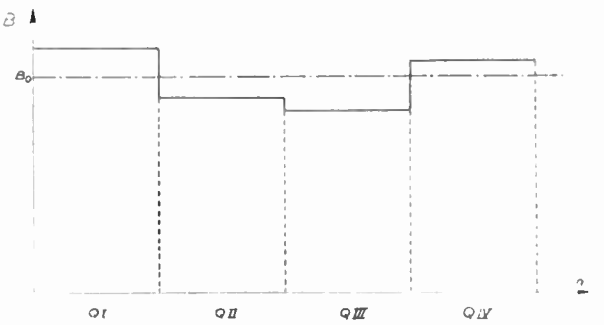


Fig. 14. — Valeur de B_0 dans les quadrants.

Etude expérimentale du défaut 4.6.2.

On peut s'attendre à ce que la forme de l'orbite fermée (donc des trajectoires) change en fonction du temps à la fréquence de l'ondulation (comme les ΔB), ce qui n'est pas grave à l'injection, mais le même phénomène se produit lorsqu'on change U_A (fig. 15). En effet, puisque B_i est imposé par W_i,

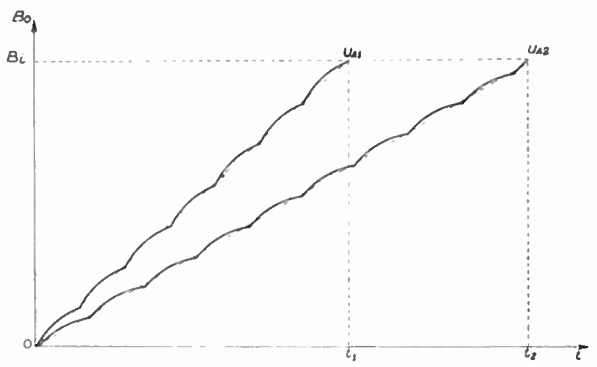


Fig. 15. — Courbe $B_0(t)$. Paramètre U_A.

faire varier U_A revient à déplacer l'instant d'injection par rapport à la phase de l'ondulation, les particules trouveront donc des ΔB différents. Les fig. 16 montrent l'évolution de l'orbite fermée au cours du temps et pourquoi le faisceau passe ou ne passe pas pour un t_H donné quand on fait varier U_A. Mais pour t_H plus grand, le faisceau doit passer dans tous les cas.

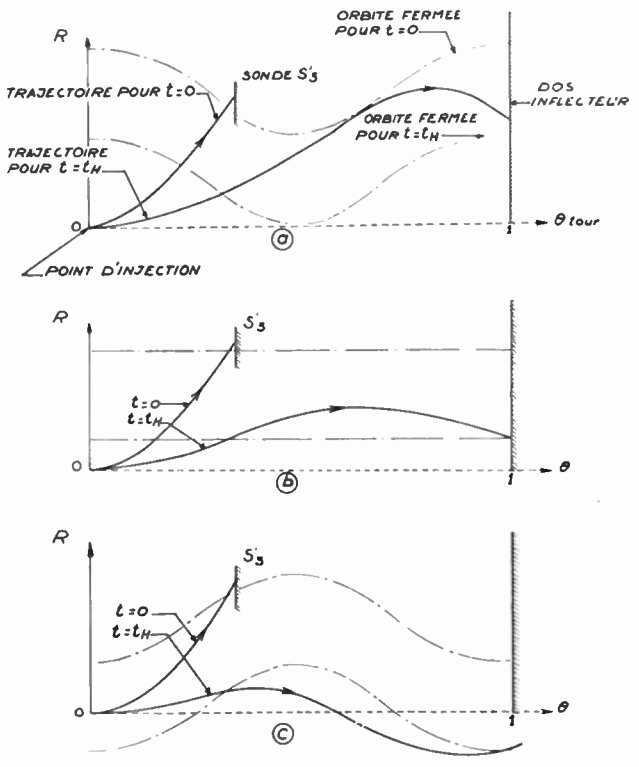


FIG. 16. — Comportement du faisceau pour trois orbites fermées différentes.

C'est ce que l'on a constaté expérimentalement [5].

De plus, on a tracé pour t_H donné les trajectoires correspondant à plusieurs valeurs de U_A (fig. 17), leur examen montre qu'une variation de $\sim$ 710 V revient à se décaler dans le temps d'une période de l'ondulation [9].

Correction du défaut 4.6.2. (*égalisation des* ΔB_t)

Pour égaliser le B_0 des quadrants, il suffit, à l'aide de boucles, d'opposer chaque quadrant à chacun des trois autres [4]. Dans ces conditions, on a retracé les trajectoires précédentes : elles sont pratiquement confondues quel que soit U_A (fig. 18). L'orbite fermée résiduelle montre la présence d'un autre défaut important.

De la différence des x_f (0) entre cette orbite fermée et celles des trajectoires de la figure 17 on peut déduire les défauts ΔB_t (l) [par 46]. Réciproquement on peut déduire x_f (0) des valeurs ΔB_t (l) obtenues par mesures magnétiques. Ces deux opérations ont donné des résultats concordants [9].

Trajectoires verticales

Entre les trajectoires verticales correspondant aux figures 17 et 18, on ne constate qu'une petite différence (léger regroupement), peut-être due aux erreurs de positionnement $\left(\pm \frac{1}{4}\text{ cm devant } \sim 1 \text{ cm}\right)$. On obtient après correction de l'ondulation la figure 19 qui montre une modulation de l'amplitude (max. au 4e ou 5e tour), donc probablement un couplage entre les oscillations horizontales et verticales, (amplitude horizontale minimum au 4e tour) et ainsi un défaut de plan médian, local ou non.

Conclusion

Deux défauts de l'orbite fermée persistent (indépendants de l'ondulation), l'un correspond à des

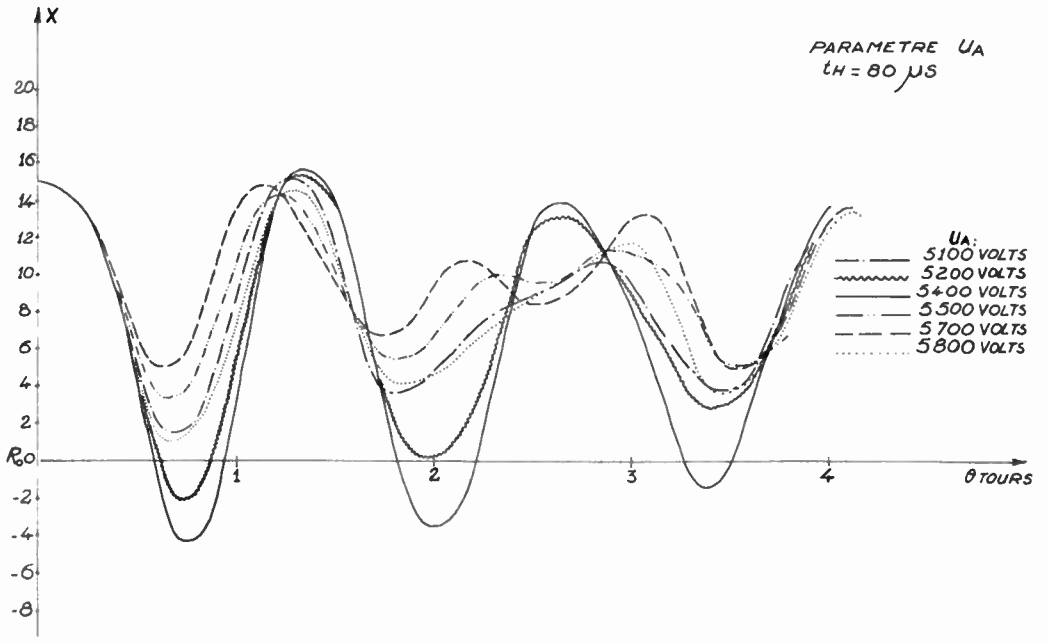


FIG. 17.

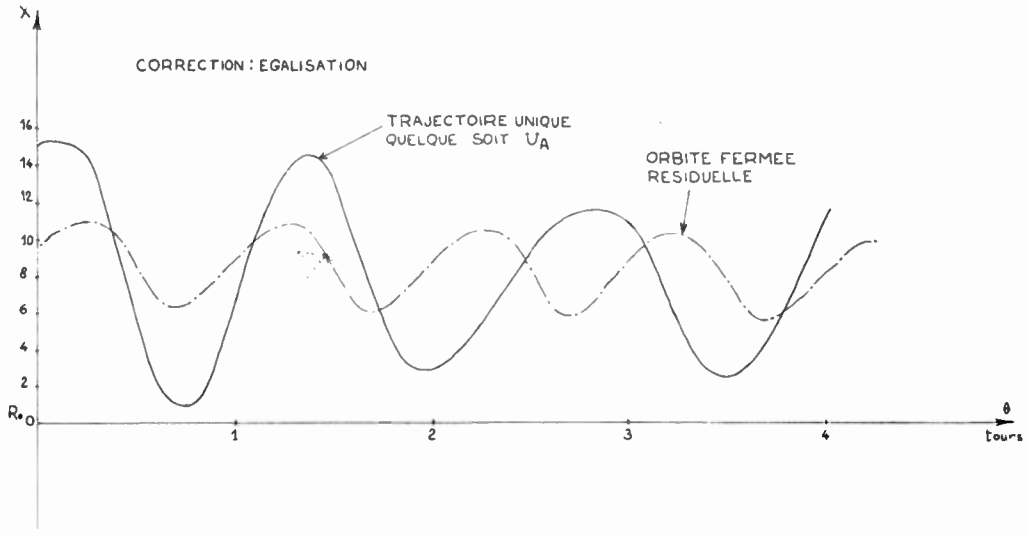


FIG. 18.

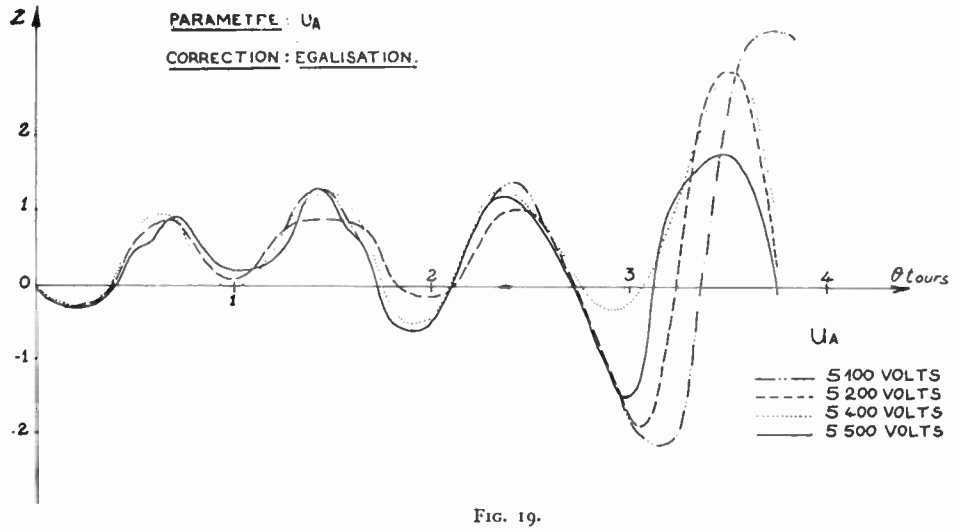


FIG. 19.

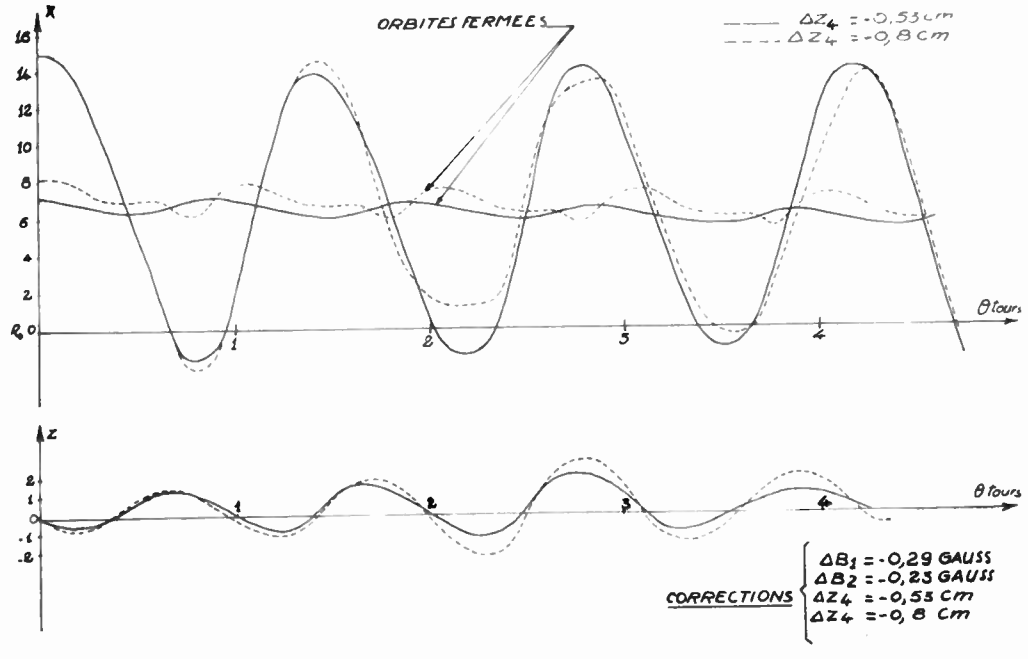


FIG. 20.

défauts ΔB_z dans les quadrants ou les sections droites, l'autre à la présence de composantes ΔB_r dans le plan médian géométrique.

4.7. Correction de l'orbite fermée résiduelle dans le plan médian par des ΔB_z [9]

Les paragraphes (4.5.2) et (3.6.6.) montrent le principe et la réalisation de cette correction. Nous avons obtenu approximativement le résultat cherché, amplitude totale de l'orbite fermée $\sim$ 1 cm, (fig. 20), en utilisant les valeurs suivantes dans Q_I et Q_{II} :

$$\left| \begin{array}{l} \Delta B_1 = -0{,}29 \text{ Gauss} \\ \Delta B_2 = -0{,}23 \text{ Gauss} \end{array} \right. \qquad (48)$$

4.8. Déformation de l'orbite fermée horizontale en fonction de la position radiale du faisceau [9]

Si les défauts sont fonction de R, il est inutile de rechercher une correction fine de l'orbite fermée pour un t_H donné. Aussi avons-nous tracé des trajectoires pour trois valeurs de t_H (fig. 21). L'orbite fermée des particules dépend de leur instant d'émission, la suppression de ce défaut peut être obtenue, après étude plus complète, par une correction non linéaire.

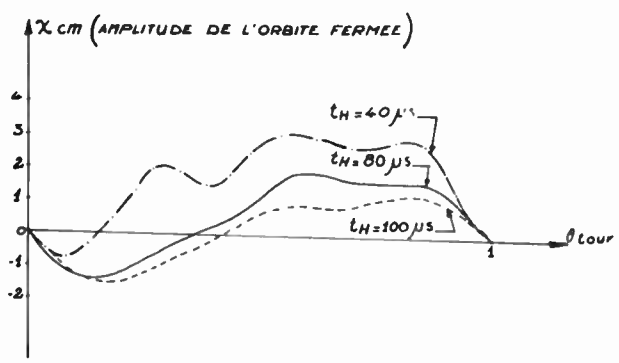


Fig. 21. — Déformation de l'orbite fermée avec t_H

4.9. Action de corrections de plan médian sur les trajectoires [9]

Cette étude est en cours et a donné des résultats satisfaisants. La figure 20 montre que deux corrections différentes : $\Delta z_4 = -0{,}53$ cm et $\Delta z_4 = -0{,}80$ cm (abaissement des plans médians dans Q_{IV} cf. § 3.6.7.) modifient non seulement la trajectoire verticale, mais aussi légèrement l'orbite fermée horizontale, ce qui complique le problème. Elle montre aussi que le plan médian global est trop haut de 0,4 cm.

La figure 22 donne le dernier résultat obtenu.

5. Conclusion

L'injection est un problème en cours de résolution, l'orbite fermée finalement obtenue étant sans défaut. Quelques points encore restent obscurs : différence entre $\bar{n}_{magn.}$ et $\bar{n}$ vu par le faisceau, localisation et cause des défauts (ΔB, Δz) variation de l'orbite fermée avec R.

Au point de vue pratique, chaque jour, la vérification d'une injection correcte ne demande que quelques minutes : observation du nombre de tours sur les électrodes d'induction, retouche fine des angles d'injection α et β.

Remerciements

Nous tenons à remercier MM. Ahrweiller, Letourmy, Perot, Porte, pour l'aide précieuse qu'ils nous ont apportée dans l'étude expérimentale.

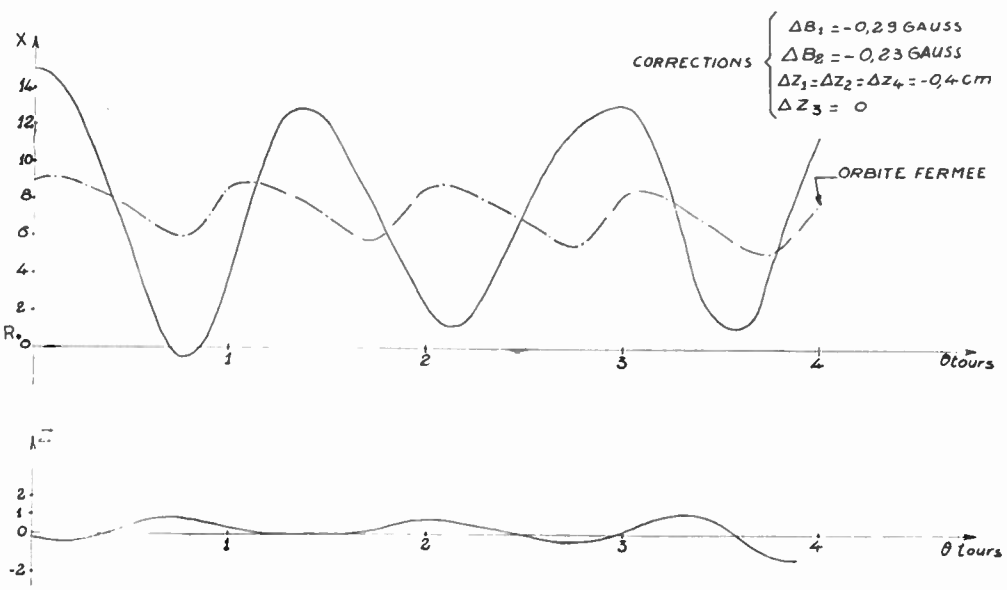


Fig. 22.

BIBLIOGRAPHIE

[1] VIENET R. — L'injecteur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 487.

[2] BRUCK H., GENDREAU G., SALVAT M. — Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron. *Onde Electrique*, juin 1959, page 505.

[3] MARCHAIS J.C., ROMAIN M.Y., ROMMEL G. — La détection du faisceau. *Onde Electrique*, juin 1959, page 582.

[4] NEYRET G., PARAIN J. — Les circuits correcteurs du synchrotron Saturne, à paraître.

[5] BRONCA G., GENDREAU G. — Premiers résultats concernant l'injection dans Saturne, rapport interne OC 66.

[6] BRONCA G., BRUCK H., HAMELIN J., NEYRET G., PARAIN J. — Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 463.

[7] BRONCA G., GENDREAU G. — Etude de la focalisation au cours de l'injection dans Saturne, rapport interne OC 64.

[8] BRONCA G., GENDREAU G. — Détermination théorique et expérimentale d'orbites fermées correspondant à certains défauts de champ magnétique de Saturne, rapport OC 63.

[9] BRONCA G., GENDREAU G. — Résultats expérimentaux concernant l'injection dans Saturne (tracé de trajectoires). Période du 10 au 20 janvier 1959, rapport interne OC 67.

[10] Groupe d'Electromagnétisme : Mesures magnétiques sur Saturne (17-21 novembre 1958), rapport interne Inf 22.

Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron

PAR

H. BRUCK, G. GENDREAU, M. SALVAT

Section d'Optique Corpusculaire

Service de Physique Appliquée

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

On donne d'abord les raisons ayant conduit au choix du système, puis la théorie de ce système optique. Une description des organes qui le composent précède les résultats expérimentaux en bon accord avec la théorie.

1. Aperçu d'ensemble du principe du système de guidage

Les considérations relatives à la technique d'injection et à la précision angulaire requise pour une bonne injection ont joué un grand rôle dans l'établissement du projet.

1.1. Achromatisme

On a choisi, pour débuter, la technique d'injection à énergie constante (3,6 MeV), l'injecteur étant un Van de Graaff [1] avec le désir de procéder par la suite à une injection à énergie variable [2]. Dans les deux cas, et principalement dans le deuxième, on a avantage à éviter à la sortie du système de guidage les variations de position du faisceau et surtout les variations angulaires dues aux variations d'énergie des particules pendant l'injection (décharge ou charge de la capacité du Van de Graaff). Pour une optique de guidage assez longue, il est préférable de réaliser l'achromatisme. Cette condition a été considérée comme impérative (on veut éviter des variations angulaires $> 10^{-3}$ rd.).

1.2. Afocalité

L'achromatisme étant en quelque sorte imposé, on a calculé, pour des raisons de commodité, un système optique qui ne change pas l'angle du faisceau (dans les plans horizontal et vertical); autrement dit, le faisceau a même ouverture angulaire à l'entrée et à la sortie du système (celle fournie par le Van de Graaff étant satisfaisante $\leqslant 10^{-3}$ rad.).

Cette propriété est obtenue avec un système afocal à grandissement -1 (l'afocalité dans le plan horizontal suffit car dans le plan vertical, les restrictions sur les angles sont moins sévères).

Au point de vue dimensions transversales, horizontalement, la largeur est peu modifiée (rigou-

reusement la même pour un faisceau incident parallèle) et verticalement, le système optique choisi étant le plus simple (aucune focalisation), le faisceau s'élargit naturellement.

Le changement dans la répartition dimension-angle, dans les deux plans, est obtenu avec un ensemble de quadrupôles magnétiques placés avant le système de guidage [3] ; ce changement se retrouve intégralement à la sortie (tout au moins angulairement).

La propriété d'afocalité n'est pas essentielle, mais elle aide à comprendre le fonctionnement du système.

1.3. Régulation du Van de Graaff

Le système choisi doit aussi être suffisamment dispersif (par exemple en son milieu), de façon à permettre la régulation du Van de Graaff [1].

1.4. Choix du système

Les trois conditions précédentes étant imposées, il reste à déterminer la nature du système. L'« inflecteur » qui injecte le faisceau parallèlement aux orbites d'équilibre dans la machine est choisi électrostatique car un aimant perturberait l'orbite fermée des particules par son champ de fuite. Pour réaliser l'achromatisme, il faut trois prismes (répétons que l'achromatisme cherché doit permettre de regrouper en position et angle les particules d'énergie différente) ; un système de deux prismes seulement n'est pas tout à fait suffisant (prismes à courbures opposées indispensables pour éloigner le Van de Graaff du synchrotron).

Il est commode, pour raisons de simplicité des calculs et d'interprétation, de choisir un système symétrique par rapport au milieu du prisme central ; le premier est alors nécessairement électrostatique (comme l'inflecteur) ; le deuxième peut être magnétique, mais pour éviter que le Van de Graaff ne soit asservi simultanément à la tension d'alimentation du premier prisme et au courant d'excitation des bobinages dans le deuxième, et pour des raisons de standardisation, on l'a choisi aussi électrostatique.

En résumé :

— les trois prismes sont électrostatiques, alimentés par la même tension (puisqu'on les choisit de même rayon par économie), l'une des électrodes étant à la masse car il est nécessaire, pour l'inflecteur, que le faisceau circulant dans le synchrotron ne voie aucun champ électrique ;

— les fluctuations d'énergie du Van de Graaff déplacent le faisceau au milieu du système (où l'aberration chromatique est maximum), ce qui permet de le réguler (asservissement à la tension des secteurs) ; le faisceau entrant dans le synchrotron ignore ces fluctuations ;

— les dimensions et l'angle du faisceau sont peu différentes à l'entrée et la sortie ;

— dans le cas où l'on veut injecter à énergie W_i variable [2], il suffit de programmer grossièrement ($\sim$ 10 %) l'alimentation des prismes pour que le faisceau reste entre les électrodes à l'endroit où la dispersion chromatique est maximum. Un système non achromatique nécessiterait une programmation très précise (10^{-3}).

2. Théorie du système d'injection

2.1. Condition d'afocalité

Les figures 1 et 2 montrent les trajectoires de particules entrant parallèlement dans le système que nous avons divisé en deux moitiés t et τ. Si $[T]$ est la matrice de transfert du système total, on a :

$$[T] = [\tau][t] = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \qquad (1)$$

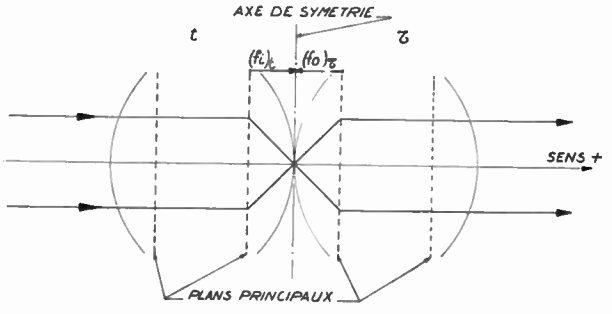


Fig. 1. — Principe de l'afocalité.

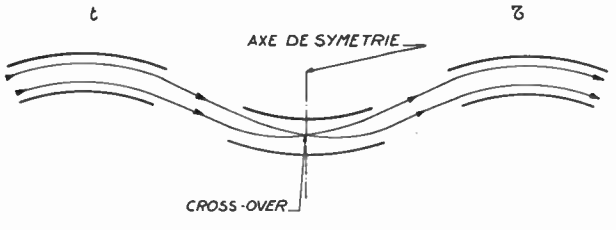


Fig. 2. — Afocalité.

Rappelons qu'on peut exprimer les éléments cardinaux d'une lentille [4] en fonction des éléments de la matrice de transfert $[M]$. Soit :

g_o : position du foyer objet par rapport à la face d'entrée,

g_i : position du foyer image par rapport à la face de sortie,

f_o : distance focale objet,

f_i : distance focale image.

On a :

$$g_o = \frac{M_{22}}{M_{21}} \qquad f_o = \frac{1}{M_{21}}$$
$$g_i = -\frac{M_{11}}{M_{21}} \qquad f_1 = -\frac{1}{M_{21}} = -f_o \qquad (2)$$

Le fait que la face de sortie de t et la face d'entrée de τ soient confondues avec l'axe de symétrie et que le foyer image de t et le foyer objet de τ soient confondus avec cet axe (condition d'afocalité), montre que :

$$(g_i)_t = -(g_o)_\tau = 0 \tag{3}$$

soit :

$$\boxed{t_{11} = \tau_{22} = 0} \tag{4}$$

On a aussi, par raison de symétrie :

$$\begin{cases} (f_i)_t = -(f_o)_\tau & (5) \\ (g_o)_t = -(g_i)_\tau & (6) \end{cases}$$

soit :

$$\begin{cases} t_{21} = \tau_{21} & (7) \\ t_{22} = \tau_{11} & (8) \end{cases}$$

Les déterminants de $[t]$ et $[\tau]$ étant égaux à 1 (propriété due à ce que l'équation du mouvement est du type $y'' + \omega^2 y = 0$), on a :

$$t_{12}\, t_{21} = -1 \tag{9}$$

$$\tau_{12}\, \tau_{21} = -1 \tag{10}$$

et, du fait de (7) :

$$t_{12} = \tau_{12} \tag{11}$$

Compte tenu des relations (4), (7), (8), (11), on a finalement pour la matrice de transfert total d'un système afocal symétrique :

$$[T] = \begin{bmatrix} -1 & 2t_{12}t_{22} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{12}$$

Si (x_o, x'_o) sont les conditions à l'entrée pour une particule (distance au rayon central et angle avec ce rayon), (x, x') les conditions à la sortie, on a :

$$\begin{cases} x = -x_o + 2\, t_{12}\, t_{22}\, x'_o \\ x' = -x'_o \end{cases} \tag{13}$$

d'après (12). On vérifie que le grandissement angulaire est (-1) et que $x = -x_o$ pour $x'_o = 0$, mais par contre on n'a pas, à la sortie, une image du faisceau à l'entrée. On aura donc une légère modification de la dimension radiale (et aussi verticale puisque l'on a choisi un système non focalisant dans le plan vertical).

La position de l'image du faisceau entrant se détermine facilement par la relation de Newton entre la position objet l_o (fig. 3) et la position image l_i :

$$[l_o - (g_o)_T]\,[l_i - (g_i)_T] = (f_o)_T\,(f_i)_T \tag{14}$$

relation qui devient très simple compte tenu de l'expression de $[T]$:

$$l_i = l_o + 2\, t_{12}\, t_{22} \tag{15}$$

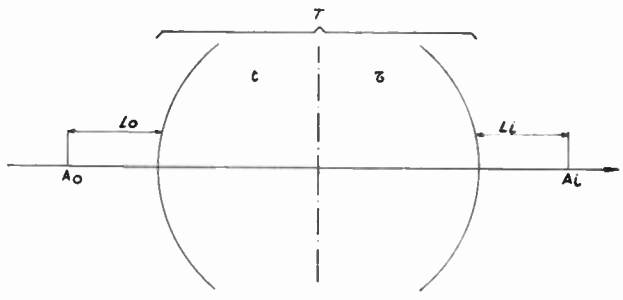


Fig. 3.

Application

On a pris, pour simplifier (pour des calculs plus généraux, voir [4]), trois secteurs à électrodes cylindriques de même rayon R et de même indice de champ n séparés par deux sections droites de même longueur l (fig. 4), on a :

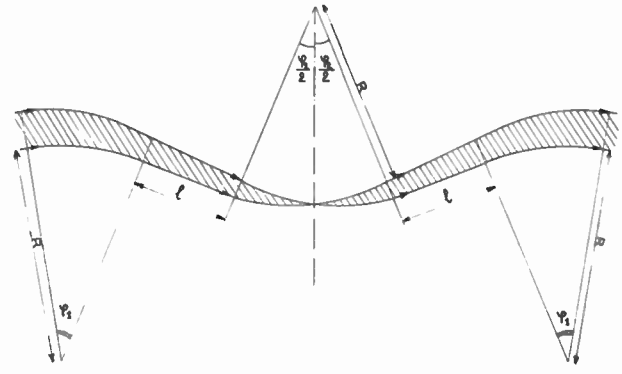


Fig. 4.

$$[t] = \begin{bmatrix} \cos Q\frac{\varphi_2}{2} & \frac{R}{Q}\sin Q\frac{\varphi_2}{2} \\ -\frac{Q}{R}\sin Q\frac{\varphi_2}{2} & \cos Q\frac{\varphi_2}{2} \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} 1 & l \\ 0 & l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos Q\varphi_1 & \frac{R}{Q}\sin Q\varphi_1 \\ -\frac{Q}{R}\sin Q\varphi_1 & \cos Q\varphi_1 \end{bmatrix} \tag{16}$$

avec :

$$Q = \sqrt{3-n} \text{ et } n = -\frac{R}{E_o}\left(\frac{\partial E_r}{\partial R}\right)_o = 1 \tag{17}$$

(E_o : champ au centre de l'entrefer).

La matrice de transfert des prismes se déduit aisément de l'équation du mouvement :

$$x''_s + \frac{Q^2}{R^2}x = 0.$$

La condition d'afocalité $t_{11} = 0$ donne :

$$\boxed{1 - \frac{l\sqrt{2}}{R} \operatorname{tg} \sqrt{2}\varphi_1 - \operatorname{tg} \sqrt{2}\varphi_1 \operatorname{tg} \frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} = 0} \quad (18)$$

2.2. Condition d'achromatisme

Le mouvement d'une particule ayant l'énergie $W_i + \Delta W = e\,(V_i + \Delta V)$ est régi par l'équation :

$$x_s'' + \frac{Q^2}{R^2}\left(x - \frac{R}{Q^2}\frac{\Delta V}{V_i}\right) = 0 \quad \text{avec } Q = \sqrt{2} \quad (19)$$

et la relation entre les conditions (x_0, x_0') à l'entrée et (x, x') à la sortie du premier prisme s'écrit :

$$\begin{bmatrix} x_1 - \frac{R}{2}\frac{\Delta V}{V_i} \\ x_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\sqrt{2}\varphi_1 & \frac{R}{\sqrt{2}}\sin\sqrt{2}\varphi_1 \\ -\frac{\sqrt{2}}{R}\sin\sqrt{2}\varphi_1 & \cos\sqrt{2}\varphi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 - \frac{R}{2}\frac{\Delta V}{V_i} \\ x_0' \end{bmatrix} \quad (20)$$

Il suffit ensuite de continuer pas à pas jusqu'à l'axe de symétrie en prenant la précaution de changer le signe de (x, x') en entrant dans le deuxième prisme dont la courbure est de sens opposé (fig. 5).

On obtient alors sur l'axe de symétrie :

$$\left.\begin{aligned} x_3 = \Bigg[&\frac{R}{2} - R\cos\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - R\sin\sqrt{2}\varphi_1 \sin\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - \\ &\frac{l}{\sqrt{2}}\sin\sqrt{2}\varphi_1\cos\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} + \\ &\frac{R}{2}\cos\sqrt{2}\varphi_1\cos\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}}\Bigg]\frac{\Delta V}{V_i} \\ x_3' = \Bigg[&\sqrt{2}\sin\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\sqrt{2}\varphi_1\cos\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} + \\ &\frac{l}{R}\sin\sqrt{2}\varphi_1\sin\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - \\ &\frac{1}{\sqrt{2}}\cos\sqrt{2}\varphi_1\sin\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}}\Bigg]\frac{\Delta V}{V_i} \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

La condition d'achromatisme s'exprime, du fait de la symétrie par :

$$x_3' = 0 \quad (22)$$

ce qui donne :

$$\boxed{\begin{aligned} &\sqrt{2}\operatorname{tg}\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\sqrt{2}\varphi_1 + \\ &\frac{l}{R}\sin\sqrt{2}\varphi_1\operatorname{tg}\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} - \\ &\frac{1}{\sqrt{2}}\cos\sqrt{2}\varphi_1\operatorname{tg}\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}} = 0 \end{aligned}} \quad (23)$$

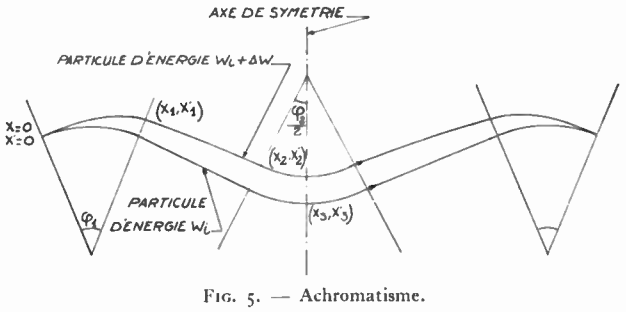


Fig. 5. — Achromatisme.

2.3. Condition globale

On peut tirer $\operatorname{tg}\frac{\varphi_2}{\sqrt{2}}$ de (18) et (23) et égaler les valeurs trouvées. On trouve facilement en posant :

$$\lambda = \sqrt{2}\frac{l}{R} \quad (24)$$

$$\lambda^2 + 2\cdot\frac{1-\cos\sqrt{2}\varphi_1}{\sin\sqrt{2}\varphi_1}\lambda + \frac{1-2\cos\sqrt{2}\varphi_1}{\sin^2\sqrt{2}\varphi_1} = 0 \quad (25)$$

équation dont l'une des solutions est :

$$\boxed{l = \frac{R}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\cos\sqrt{2}\varphi_1 - 1}{\sin\sqrt{2}\varphi_1}} \quad (26)$$

Reportant cette valeur dans (18), on trouve :

$$\boxed{\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi} \quad (27)$$

Conclusion : les trois secteurs ont rigoureusement les mêmes caractéristiques ; ils sont séparés par des sections droites de longueur définie par (26).

Application numérique

On a choisi $R = 3$ m, ce qui correspond à un champ $E_0 = 24$ kV/cm, soit une tension d'alimentation de 60 kV pour un entrefer de 2,5 cm. On a

pris $\varphi = 27°$ de façon à échapper suffisamment au champ de fuite du quadrant Q_{IV} et à avoir des sections l ni trop longues ni trop courtes. On a ainsi $l = 1{,}96$ m.

Précision de réalisation sur les paramètres

La condition d'achromatisme étant la plus impérieuse, c'est elle qui détermine les tolérances. Celles-ci sont :

$$\delta l \simeq \text{quelques cm}$$
$$\delta R \simeq \text{quelques cm}$$
$$\delta\varphi \simeq \frac{1}{100} \text{ rd.}$$

Les précisions mécaniques usuelles étant bien meilleures, l'achromatisme sera toujours réalisé.

Aberration chromatique sur l'axe de symétrie (milieu du 2° secteur).

Il suffit de porter (26) et (27) dans l'équation (21) qui donne :

$$x_3 = \frac{R}{2}\left(1 - 2\cos\frac{\varphi}{\sqrt{2}}\right)\frac{\Delta V}{V_i} = 130\,\frac{\Delta V}{V_i} \text{ cm}$$

Une variation d'énergie de 10^{-3} du Van de Graaff se traduit par un déplacement du faisceau de 1,3 mm sur l'axe, ce qui est suffisant pour permettre la régulation.

3. Description organique

Par rapport à la machine, le système qui a été déterminé au paragraphe précédent se situe comme l'indique la figure 6 qui donne, de plus, une description détaillée de l'ensemble. On y distingue 5 sous ensembles :

a. Une longue section droite d'alignement qui comprend les sous-ensembles indiqués par A et B ;

b. Le système optique proprement dit qui comprend les trois secteurs électrostatiques munis de leurs accessoires ce qui permet de distinguer les trois sous-ensembles S_1, S_2 et S_3.

3.1. Longue section droite d'alignement

Dans la longue section droite on distingue, vers le milieu de la partie A un petit aimant (à champ vertical) dont le rôle est de séparer les protons et les particules indésirables (H_2^+, H_3^+ et neutres). Avec une déviation faible, $\frac{1}{100}$ de radian pour les protons on a, à la fin de la section B, une séparation > 1 cm entre H_1^+ et H_2^+. Un écran en tantale élimine les particules autres que H_1^+.

Juste après ce petit aimant, un système de plaques oscillographiques permet de régler la bonne direction du faisceau entrant dans la section B. De plus, deux des plaques sont utilisées pour hacher le faisceau dans les études sur l'injection [2]. En fait, on a très peu utilisé les plaques oscillographiques pour obtenir un bon alignement. On a trouvé préférable d'agir sur les réglages du Van de Graaff.

La section B sert au contrôle de la bonne direction du faisceau. Elle est munie à chaque extrémité d'une boîte de contrôle avec réticules et quartz. Sur le dernier quartz on peut par exemple observer que les ombres des réticules des deux boîtes (séparés par 1,50 m environ) coïncident.

De plus, sur le tube de cette section, il y a quatre quadrupôles pouvant glisser le long de ce tube. On les utilise pour modifier l'ouverture du faisceau.

3.2. Secteurs électrostatiques (S_1, S_2, S_3)

Comme on l'a dit plus haut, chaque secteur à électrodes cylindriques a un rayon de 3 m et un angle (électrique) de 27°.

La distance entre deux électrodes (entrefer où passe le faisceau) est de 2,5 cm. Elles sont construites en fer doux et enfermées dans des caissons également en fer doux, le tout constituant un blindage contre le champ magnétique de l'aimant. Chaque secteur a son poste de pompage. Le réglage de l'angle α d'injection amène à couper azimutalement

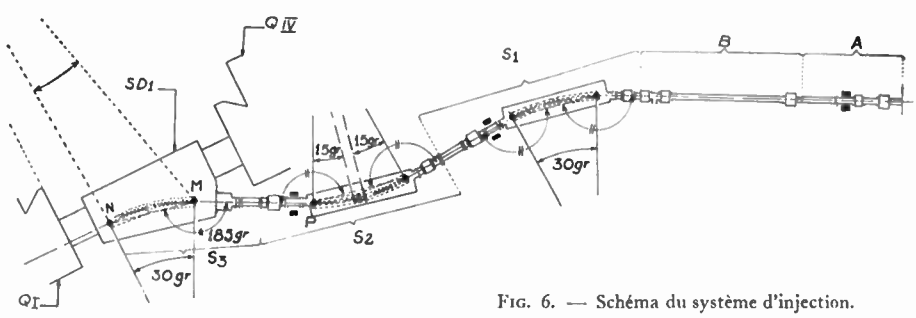


Fig. 6. — Schéma du système d'injection.

l'inflecteur en deux parties. Aussi, pour des questions de fabrication, on a décidé de couper tous les secteurs en deux parties.

Cependant S_2 et S_3 ont des caractéristiques un peu particulières. Dans le deuxième secteur on a voulu placer, au centre, des pointes pour la régulation du Van de Graaff. Cela a obligé à les protéger contre les claquages avec un blindage mis à la masse. Dans S_3 l'électrode la plus interne à la machine a

un bout effilé. C'est nécessaire pour que les particules ne soient pas arrêtées au deuxième, troisième ou quatrième tour dans la machine par un dos inflecteur épais.

Les électrodes des secteurs ont des faces polies au $\frac{1}{20}$ de mm et le positionnement d'une face concave par rapport à une face convexe est aussi fait avec cette précision. Les électrodes à face polie concave sont en principe à la masse ; cependant, ces électrodes sont en fait portées par des isolateurs, ce qui permet d'appliquer des tensions supplémentaires d'ajustement le cas échéant ; ces tensions supplémentaires peuvent varier de 0 à 5 kV. La tension supplémentaire sur S_2 a été par exemple très utilisée pour déplacer le faisceau entrant dans l'entrefer de S_3 et ainsi pour appuyer le faisceau contre le bout de l'inflecteur de façon que le faisceau entre dans la machine le plus intérieurement possible. De plus, le bout inflecteur (deuxième partie du secteur) est muni, du côté H. T., d'une tension d'appoint de $\pm$ 10 kV, c'est-à-dire que la H. T. peut varier de 50 à 70 kV. Cette tension d'appoint agit peu sur la position du faisceau et beaucoup sur l'angle ; elle sert au réglage de l'angle d'injection α du faisceau dans le plan horizontal.

L'inflecteur entier est monté sur une platine qui permet une translation le long de la direction du faisceau incident et une rotation ; la translation permet de changer la position radiale de l'inflecteur de $\pm$ 5 cm.

3.3. Sections droites entre secteurs

Entre les secteurs on a placé des boîtes de contrôle qui permettent de voir l'évolution du faisceau à l'entrée et à la sortie de chaque secteur et d'inclure deux aimants à champ horizontal servant l'un au réglage de la position du faisceau dans le plan vertical (situé entre S_1 et S_2), l'autre au réglage de l'angle d'injection β (situé entre S_2 et S_3).

3.4. Alignement du système optique

On positionne d'abord l'inflecteur S_3 par rapport au synchrotron (visée au centre magnétique du quadrant Q_I), les extrémités « électriques » de chaque prisme étant matérialisées (fig. 6). Puis on place la sortie de S_2 en réalisant un angle de 185 gr entre les droites MN et MP.

La section droite entre S_2 et S_3 se place alors sans difficulté sur la ligne MP. On continue ensuite de la même façon.

4. Résultats expérimentaux [5]

On a testé la section droite d'alignement (vide, séparation des masses, alignement du faisceau sur les réticules,...), puis le comportement de S_1 alimenté en H. T. en présence du faisceau et enfin des essais de régulation du Van de Graaff ont été faits en se plaçant au foyer image du secteur [6]. S_2 a été ensuite placé dans sa position idéale et on a régulé le Van de Graaff en utilisant les pointes situées en son milieu.

Puis, le système entier ayant été installé, aligné, on a essayé de vérifier :

a. l'achromatisme et l'afocalité, propriétés d'ailleurs intimement liées [7] ;

b. la dispersion chromatique au milieu du système, nécessaire pour la régulation du Van de Graaff.

4.1. Achromatisme et afocalité

La figure 5 donne le principe de l'achromatisme. Pour le vérifier, il suffit de couper la régulation, on doit constater que le faisceau reste stable à la sortie de S_3 tandis que le cross-over se déplace sur l'axe de symétrie. On peut aussi faire débiter brusquement le Van de Graaff (dans les conditions où il doit fonctionner pour l'injection : pulse de 1 mA pendant 200 μs), on doit alors constater que l'éclair lumineux observé sur un quartz à la sortie de S_3 reste centré sur la tache initialement fixe due au courant continu de 1 μA.

L'expérience a été négative, il y avait donc dès le départ un défaut d'achromatisme. Les causes mécaniques ayant été éliminées, on a cherché les défauts de champ possibles, c'est-à-dire les défauts de focalisation. On a donc étudié de plus près l'afocalité. Pour cela, le faisceau incident a été diaphragmé et élargi au moyen de deux paires de plaques oscillographiques verticales alimentées par une tension alternative (50 Hz) (fig. 7) de façon à obtenir un faisceau parallèle.

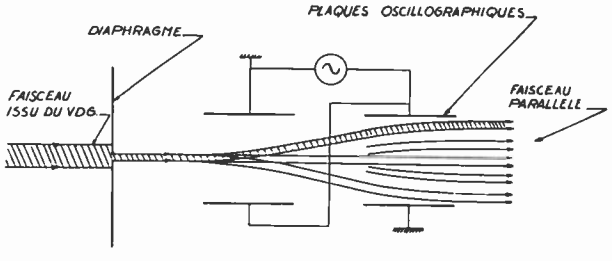


Fig. 7.

Les dimensions du faisceau ont été alors relevées sur les quartz des différentes boîtes de contrôle : le cross-over prévu au milieu de S_2 était en réalité entre S_2 et S_3. Le système ne focalisait pas assez, c'est-à-dire que l'indice n (cf. paragraphe 2-1) était trop grand ($n > 1$). On a fait l'hypothèse que n était modifié par une courbure générale des lignes de force dans le plan vertical due à une alimentation dissymétrique des électrodes (les lignes de forces s'enroulent sur l'électrode H. T.) ; cette courbure augmente le gradient $\frac{\partial E_r}{\partial r}$ donc n. Ce défaut doit disparaître lorsqu'on alimente symétriquement les électrodes ($\pm$ 30 kV) : c'est ce qu'on a vérifié.

On n'a pas retenu définitivement cette solution qui oblige à appliquer une tension de + 30 kV sur

l'électrode affinée (cf. paragraphe 3.2.); par contre, on a introduit des shims (fig. 8) qui ont corrigé la courbure. Ces shims ont été déterminés à la cuve rhéographique et ont donné le résultat cherché tant du point de vue focalisation que de l'achromatisme.

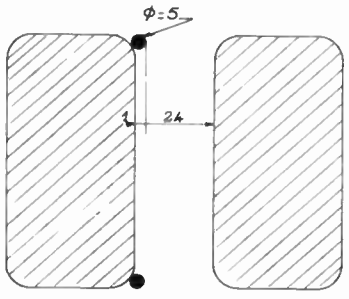


FIG. 8. — Electrodes des secteurs avec leurs shims.

4.2. Dispersion chromatique et régulation du Van de Graaff

La H. T. d'alimentation des secteurs est fournie par une machine électrostatique SAMES qui donne toute satisfaction. Nous n'avons pas constaté de débit entre électrodes ($\sim$ 1 μA au début lors de la formation des secteurs), même pendant le pulse de 1 mA. La H. T. des secteurs présente de ce fait une grande stabilité et les dérives sont très lentes. La dispersion au milieu de S_2 est très largement suffisante pour la régulation, de sorte qu'il a été possible de déplacer les pointes de régulation et de les mettre entre S_1 et S_2 où la dispersion chromatique est encore suffisante et l'accès aux pointes plus facile.

4.3. Angles d'injection (plans horizontal α et vertical β)

L'étalonnage α (U_2) et β (I_2) où U_2 et I_2 sont la tension sur le bout inflecteur et le courant dans l'aimant situé entre S_2 et S_3 a été très facile à obtenir.

4.4. Alignement mécanique — Sensibilité aux champs de fuite

L'alignement mécanique est certainement une des questions les plus importantes. Nous pensons qu'un bon alignement supprime le plus grand nombre des difficultés qui se présentent dans la mise au point du système optique.

On a testé la sensibilité du faisceau au champ d'injection (326 gauss) en alimentant l'aimant du synchrotron en courant continu. Le déplacement du faisceau à la sortie de S_3 est de l'ordre d'une fraction de mm, ce qui est négligeable.

4.5. Production de rayonnements secondaires

La présence de laiton dans les sections rectilignes et les boîtes de contrôle a provoqué la production relativement importante de neutrons. On a considérablement réduit l'émission en posant de place en place des diaphragmes annulaires en tantale. Il reste un rayonnement assez important provenant du bout inflecteur qui est en molybdène ; il sera prochainement remplacé par du tantale.

Remerciements

Nous remercions vivement MM. PORTE et VIENET pour le concours efficace qu'ils nous ont apporté dans l'étude expérimentale du système d'injection.

BIBLIOGRAPHIE

[1] VIENET R. — L'injecteur de Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 487.

[2] BRONCA G., BRUCK H., GENDREAU G., SALVAT M. — Etude de l'injection dans Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 492.

[3] GENDREAU G., SALVAT M. — Adaptation de l'étendue du faisceau, rapport interne OC 25.

[4] GENDREAU G., SALVAT M. — Etude d'une optique d'injection, rapport interne OC 10 révisé.

[5] BRONCA G., GENDREAU G., SALVAT M. — Résultats expérimentaux concernant l'optique d'injection de Saturne, rapport interne OC 62.

[6] SALVAT M. — Mise en route du synchrotron Saturne, Note C.E.A. n° 234.

[7] SALVAT M. — Systèmes à imagerie ou afocaux achromatiques. Application en spectrographie des masses, rapport interne OC 23.

La chambre à vide du synchrotron de Saclay

PAR

G. ARMAND, R. LE QUINIO, F. PREVOT

Service de Physique Appliquée

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Les conditions du problème

Les caractéristiques spéciales et la difficulté du problème de la chambre à vide dans un grand synchrotron à protons proviennent de l'existence de conditions d'origine très diverses qui sont énumérées ci-dessous.

1.1. Forme et dimensions

La chambre dans laquelle circulent les protons se présente sous la forme d'un anneau plat constitué principalement de quatre quadrants circulaires séparés par autant de sections droites (voir fig. 1).

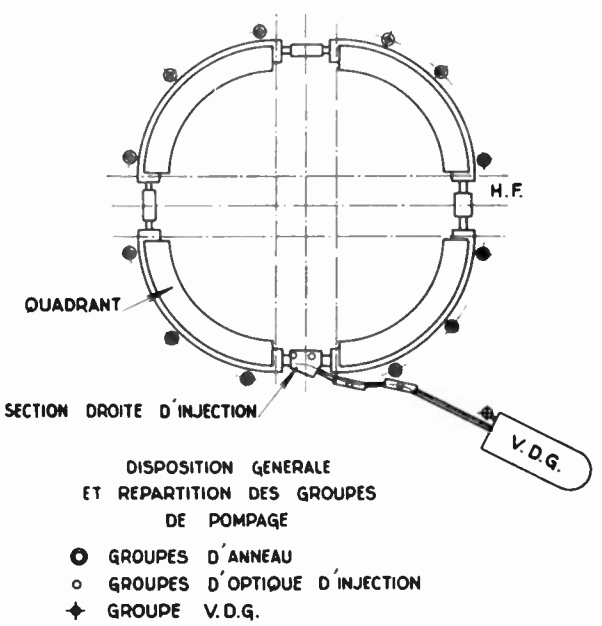


Fig. 1. — Disposition générale et répartition des groupes de pompage.

Les quadrants sont placés dans l'entrefer de l'électro-aimant, leur seule face accessible étant la face convexe externe.

Les dimensions principales de ce tube sont :
Rayon moyen des quadrants R = 8,419 m
Largeur radiale moyenne extérieure des quadrants :

d = 53 cm,

Hauteur totale permise dans l'entrefer h : 15 cm.

Les 4 sections droites qui, elles, sont bien entendu très accessibles, répondent à des besoins variés et sont donc différentes entre elles. Leur longueur commune entre les pièces de raccordement au quadrant (vanne et soufflet) est égale à $l = 2{,}550$ m. La première sert à l'injection des particules et contient un déflecteur électrostatique.

Les deux suivantes reçoivent les cibles et les appareillages de mesure d'intensité et de position du faisceau. De ce fait, leur section est plus grande que celle des quadrants et a pour dimensions 0,8 × 0,5 m.

La quatrième enfin reçoit la cavité accélératrice et a une section égale à celle des quadrants.

Ce tube fermé sur lui-même possède un appendice raccordé sur la première section droite. D'une longueur totale de plus de 20 m il comprend, depuis la source d'ions, le tube accélérateur du générateur électrostatique de 3,6 MV, deux caissons munis de déflecteurs électrostatiques et de nombreux accessoires de focalisation, mesures, etc.

1.2. Pression résiduelle

Les particules doivent parcourir dans cet anneau une distance considérable au cours du cycle d'accélération. Si par exemple le gain d'énergie moyen des particules par tour est de 1 160 eV, le nombre de tours nécessaires à l'obtention d'une énergie finale de 3.10^9 eV est $2{,}5.10^6$ et la longueur totale alors parcourue est de $2{,}5.10^6 \times 70$ m = 175 000 km environ. Au cours de ce trajet, un certain nombre de chocs se produisent entre protons et molécules du gaz résiduel. Les protons subissent de ce fait une diffusion qui peut conduire à des pertes sur les parois de la chambre. Sans entrer dans le détail de la théorie de ces phénomènes [1 à 9], indiquons seulement ici la conclusion. Pour une section libre de la chambre et une pression résiduelle déterminée, les pertes des particules sur les parois se produisent surtout au début du cycle d'accélération et sont pratiquement terminées quand l'énergie atteinte est égale à quatre fois l'énergie d'injection, c'est-à-dire dans le cas de Saturne 14 MeV, ce qui correspond à un temps de 15 millisecondes. La valeur de cette perte calculée par H. Bruck d'après la théorie de Blachmann et Courant est donnée en fonction de la pression, pour Saturne, dans le tableau ci-dessous :

Pression résiduelle mm Hg	Perte du faisceau après 15 ms
5.10^{-6}	5 %
1.10^{-5}	47 %
2.10^{-5}	85 %
4.10^{-5}	98 %

On voit donc la nécessité d'atteindre une pression moyenne dans l'anneau de 5.10^{-6} mm Hg, ou plus basse. En pratique, il est souhaitable, afin d'éviter une coûteuse inutilisation de la machine après une rentrée d'air, que cette pression soit atteinte rapidement, par exemple en quelques heures. Ceci signifie que la pression d'équilibre après une longue période de pompage sera nettement plus basse, par exemple de l'ordre de 1 à 2.10^{-6} mm Hg.

Pour réaliser cette pression dans le tube, il faudra donc obtenir une étanchéité parfaite, un dégazage des parois aussi faible que possible et une vitesse de pompage suffisamment élevée.

La pression dans l'appendice d'injection qui n'est parcouru qu'une seule fois par les protons peut être un peu plus élevée. A 1 ou 2.10^{-5} mm de Hg dans cette partie on n'observe pas de perte du faisceau.

1.3. Conditions magnétiques et électriques

La présence de la chambre ne doit pas créer dans l'espace où circulent les protons, des champs magnétiques ou électriques qui perturberaient leur mouvement.

Placée dans un champ magnétique rapidement variable (20 kilogauss/seconde), toute pièce métallique entrant dans la constitution des quadrants sera le siège de courants de Foucault. Ces courants produiront à leur tour un champ magnétique opposé au premier. Etant donné l'extrême précision requise pour le champ magnétique et ayant écarté à priori la possibilité de la compensation des écarts par des courants contrôlés dans des enroulements correcteurs, il fut demandé que la chambre ne produise pas au total une variation d'indice du champ

$$\delta n = \frac{R_0}{B_0}\frac{\delta B}{\delta R} > 0{,}03$$

en tout point et à tout instant du cycle. Comme on le verra plus loin, cette condition ne permet l'emploi de matériau métallique dans la chambre que sous la forme de pièces de dimensions réduites et isolées entre elles. Toutes choses égales par ailleurs, les sections pourront être d'autant plus grandes que la résistivité du métal sera plus élevée.

Par ailleurs, les matériaux constitutifs ne doivent pas non plus être magnétiques. La perméabilité admissible maximum vaut $\mu = 1{,}1$ pour toutes les valeurs de l'induction.

Enfin, les charges perdues sur les parois ne doivent pas créer de champ électrique notable. La surface interne de la chambre doit donc être suffisamment conductrice et mise au potentiel de la masse.

Dans les parties droites, les conditions du champ magnétique seront moins sévères du fait même de l'affaiblissement du champ.

1.4. Conditions mécaniques

La chambre doit pouvoir supporter la pression atmosphérique, ce qui conduit, avec ses dimensions, à des efforts considérables. Comme les parois horizontales supérieures et inférieures sont dans le champ magnétique, elles correspondent à une consommation d'ampères-tours magnétisants non négligeable.

En fait, l'on cherchera à rendre la quantité «épaisseur de la paroi + flèche sous vide» aussi faible que possible. Ceci conduit à choisir des matériaux de caractéristiques mécaniques élevées, dont les propriétés soient compatibles avec les conditions énumérées en 1.3.

Signalons ici que la chambre doit pouvoir supporter sans dommage le rayonnement et le flux de particules diverses produits par le fonctionnement de la machine, ainsi que des élévations de température de l'ordre de 30 °C du fait des dégagements de chaleur dont les enroulements correcteurs sont le siège.

1.5. Utilisation

La chambre du synchrotron doit présenter le maximum de facilités vis-à-vis des servitudes générales de la machine et surtout en ce qui concerne les besoins de l'expérimentation.

Le montage, le démontage et l'entretien doivent être aussi aisés que possible. Les modifications ultérieures, notamment pour l'éjection du faisceau, doivent être possibles. Le maximum de liberté et d'accès doit être laissé surtout dans les sections droites expérimentales, mais aussi tout autour de la machine au voisinage du plan médian.

2. La chambre à vide

Les différentes conditions énumérées ci-dessus sont assez contradictoires et l'étude nécessitera la recherche d'un compromis. En effet, les métaux qui possèdent de bonnes caractéristiques mécaniques et des taux de dégazage faibles sont trop conducteurs, ce qui perturberait la carte de champs par courants de Foucault. Les matériaux isolants, par contre, qui remplissent aisément les conditions magnétiques, auront des caractéristiques mécaniques faibles (verre et céramiques) ou mauvaises (matières plastiques), ces dernières ayant au surplus des taux de dégazage importants.

2.1. Solutions abandonnées

Des essais avec des matériaux variés ont été effectués.

2.1.1. La Société Le Pyrex a réalisé des manchons de verre de section intérieure 30×10 cm avec des parois de 2 cm d'épaisseur. La résistance mécanique insuffisante, ainsi que les difficultés de fabrication de pièces assez grandes et de cotes précises ont rapidement fait abandonner cette solution qui reste très séduisante pour de petites dimensions de tube.

2.1.2. Des manchons de céramique de dimensions analogues avec une épaisseur de paroi de 15 mm, réalisés par la Compagnie Générale d'Electro-Céramique, ont supporté parfaitement la mise sous vide.

Ce matériau, qui est d'ailleurs utilisé avec succès sur le synchrotron de Birmingham [8], peut donc avoir des caractéristiques mécaniques suffisantes et satisfaire ainsi à l'ensemble des conditions requises. Cependant, nous avons renoncé à cette solution en raison des difficultés de fabrication du point de vue de l'obtention de dimensions précises et en raison de la quasi impossibilité de réaliser de larges ouvertures permettant l'accès au faisceau (cibles pour l'expérimentation).

2.1.3. Il apparaît donc ainsi que la fabrication de la chambre à vide doit, au delà d'une certaine dimension, utiliser du métal sous une forme suffisamment divisée pour éviter les perturbations magnétiques. Une telle solution a été utilisée pour le Cosmotron de Brookhaven [10]. On sait qu'elle consiste en une structure rigide métallique, composée de barreaux d'acier inoxydables formant les parois horizontales, lesquels reposent, isolés électriquement, sur des flancs cintrés pleins formant les parois verticales d'un quadrant. L'étanchéité est assurée par une nappe de caoutchouc synthétique appliquée à l'extérieur sur les barreaux. Ce genre de construction qui a donné toute satisfaction à Brookhaven, devait évidemment être envisagé pour SATURNE. Il faut ici remarquer que dans une telle structure, il y a antagonisme entre les propriétés magnétiques et les qualités de l'ensemble sous vide. Ceci est dû à ce que le revêtement étanche possède un dégazage spécifique beaucoup plus élevé que l'acier inoxydable (environ 100 fois plus). Plus on diminue la perturbation de l'indice du champ δn, par une subdivision plus fine des barreaux, plus on augmente la surface sous vide du revêtement et, par voie de conséquence, le dégazage total. Or, dans la construction de Saclay, la réduction de l'espace utile par rapport au Cosmotron, s'il permet une économie sur l'aimant et son alimentation, nécessite des tolérances plus sévères à la fois sur δn et sur la pression résiduelle.

2.2. STRUCTURE DES QUADRANTS

Les considérations ci-dessus, ainsi que le souci de permettre un montage de la chambre aussi facile que possible, nous ont poussés à chercher une solution nouvelle [11].

2.2.1. Chaque quadrant est composé de 19 éléments identiques, mis bout à bout et assemblés entre eux en trois points. L'étanchéité est assurée par joints de caoutchouc. Les éléments ont la forme d'un trapèze isocèle, ce qui assure la courbure de l'ensemble. Leur conception permet l'assemblage des éléments à l'intérieur de l'entrefer, ce qui rend le montage aisé et autorise une modification locale par remplacement d'un ou plusieurs éléments par des pièces spéciales, comme il est prévu par exemple pour l'éjection du faisceau.

Les éléments ont la structure suivante (voir fig. 2) : la face verticale extérieure est constituée d'un cadre en acier inoxydable ; la fenêtre ménagée par ce cadre (60 × 10 cm) permet le raccordement aux groupes de pompage ou la mise en place de dispositifs expérimentaux. Sur ce cadre s'appuient des barreaux de 16 mm de hauteur, et 8 mm de largeur, espacés de 4 mm à l'arrière et 5 mm à l'avant. Ces barreaux pliés en forme de U, constituent l'ossature des parois inférieures, supérieures et arrière de la chambre. Cette structure mécanique rigide est noyée dans un moulage d'un compound de résine synthétique, de composition : araldite D, 100 parties en poids, poudre de silice, 175 parties. Le moulage assure la cohésion et l'étanchéité de l'élément, les formes extérieures (gorges de joint, surface d'appui de joints...) venant directement de moulage. Nous verrons que les éléments peuvent être obtenus avec des tolérances telles qu'aucune retouche ultérieure au moulage n'est nécessaire.

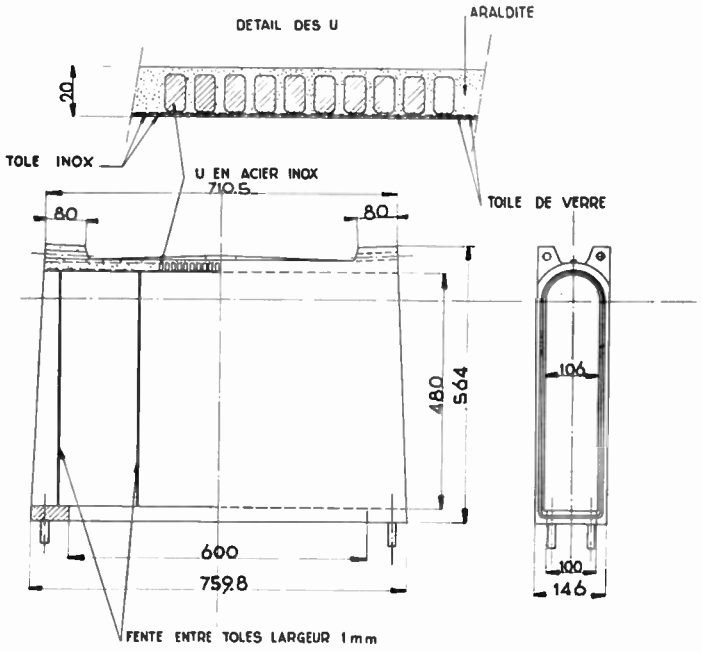


FIG. 2. — Structure d'un élément de chambre.

La face interne de la chambre est entièrement garnie d'une feuille mince d'acier inoxydable destinée à présenter un dégazage aussi faible que possible d'une part, et à maintenir constant et uniforme le potentiel électrique de la chambre. Cette paroi appelée sandwich adhère fortement à la couche d'araldite intérieure. Elle est constituée de 2 couches d'acier inoxydable, couches qui sont constituées de bandes de 130 mm de largeur et 0,20 mm d'épaisseur, chaque bande étant séparée de ses voisines (distance 1 mm). L'assemblage de ce « stratifié » d'acier inoxydable est réalisé par collage selon le procédé décrit dans la fabrication des pièces polaires : l'isolement électrique entre bande est donc assuré.

Des pièces métalliques permettant l'assemblage par vis de 2 éléments sont noyées à l'arrière. Une pièce solidaire du cadre remplit cette fonction à l'avant. La réalisation du moulage a été confiée à la Société Silitro.

2.2.2. La perturbation du champ magnétique apportée par les éléments métalliques a fait l'objet de nombreux travaux théoriques et expérimentaux [12 à 16].

Il en résulte que la variation d'indice apportée par deux éléments métalliques disposés symétriquement par rapport au plan médian à une distance h de celui-ci, d'extension radiale 2 a, d'extension azimutale 2 l et d'épaisseur e (voir fig. 3), dans le plan

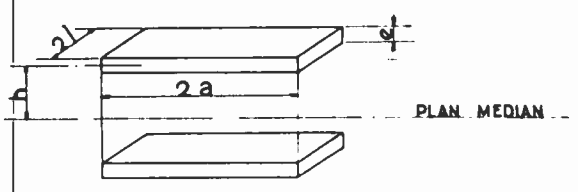


FIG. 3.

médian de part et d'autre de l'orbite d'équilibre, est donnée par la formule :

$$\delta n = 6{,}3 \cdot 10^{-11} \frac{1}{\rho} \frac{\dot{B} r}{B} \frac{e\,a}{h} \frac{1}{2} \left[\frac{l}{a} - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{l}{a}\right) 2 \log \frac{a+l}{a-l} \right]$$

où

ρ est la résistivité du métal employé,

r le rayon de la machine à l'orbite d'équilibre,

B l'induction magnétique, $\dot{B}$ sa dérivée par rapport au temps.

Si $\frac{l}{a} \ll 1$, le terme entre crochet se réduit à $\frac{l^2}{a^2}$.

On voit donc que la perturbation est maximum au moment de l'injection. Sa dépendance vis-à-vis des facteurs géométriques est en $\frac{el^2}{ah}$.

Dans le cas qui nous intéresse les paramètres suivants sont pratiquement imposés :

B = 300 Gauss, à l'injection,

$\dot{B}$ = 20 000 Gauss/seconde,

r = 850 cm,

ρ = 80.10^{-8} ohm.cm (nature du métal),

$2a$ = 45 cm,

$2h$ = 12 cm.

On ne peut faire varier que e et l, el^2 étant constant pour une perturbation donnée.

Pour les U, e = 1,6 cm et $2l$ = 0,8 cm, δn = 0,0033

Pour le revêtement intérieur :

e = 0,020 cm et l = 13 cm, δn = 0,013.

La principale contribution au δn total provient donc du revêtement interne. La perturbation mesurée en présence de la chambre, y compris les couvercles d'obturation des fenêtres, n'excède pas en fait δn = 0,02, dans la zone utile du champ.

Les pièces métalliques sont réalisées en acier inoxydable du type 18/8, alliage assurant une résistivité relativement élevée (ρ = 80.10^{-6} Ω cm) et une perméabilité magnétique très faible après traitement d'hypertrempe ($\mu < 1{,}01$ dans un champ de 100 oersteds) se conservant même après écrouissage local. Toutes les pièces ont été fabriquées à partir de Virgo 15 SA de composition (C = 0,07 maximum, Cr = 18 %, Ni = 13 %, Ti = Cx 5) provenance SFAC, à l'exclusion de bandes de sandwich réalisées par Imphy en alliage Telphy.

2.2.3. La résistance mécanique des éléments a été étudiée avec beaucoup de soins [17 à 20], tant d'un point de vue théorique que d'un point de vue expérimental. Il est évident qu'un calcul de dimensionnement doit tenir compte de la perturbation magnétique (2.2.2) ; on a vu que pour un δn donné le facteur el^2 est déterminé : on peut donc, dans certaines limites, choisir les valeurs de ces deux grandeurs.

Compte tenu de ce fait, la conception et le dimensionnement sont dirigés de telle sorte que les efforts dûs à la pression atmosphérique soient supportés par les pièces métalliques seules et que la quantité épaisseur de paroi + flèche soit minimum (voir 1.4). Dans la géométrie adoptée, la flèche maximum et la contrainte maximum calculées sont respectivement de 1,15 mm par face et 25 kg/mm². On se trouve donc très près de la limite élastique du matériau qui se situe aux environs de 30 kg/mm². L'expérience donne une flèche maximum de 1 à 1,1 mm par face, une certaine dispersion se manifestant d'éléments à éléments. Ceci conduit à une ouverture utile en service de 106 − 2 = 104 mm, pour une hauteur totale de l'élément de 146 mm.

2.2.4. En service, les éléments sont soumis au rayonnement de la machine (γ, particules diverses...) On sait que toute matière plastique voit ses propriétés modifiées sous l'influence de ce bombardement.

Bien qu'il soit difficile de prévoir les conséquences de ces évolutions, on a estimé, dans le cas de SATURNE, qu'une dégradation dangereuse ne devrait pas se produire avant plusieurs années. Cependant, nos connaissance sur ce sujet étant incertaines, ce problème pourrait devenir très important dans le cas d'une augmentation notable de l'intensité de la machine.

2.2.5. Les propriétes sous vide d'une telle realisation seront examinées dans la troisième partie.

3. Fabrication des éléments

Le moulage de pièces composites aussi importantes a été réalisé pour la première fois, à notre connaissance, lors de la fabrication de ces éléments. Des mesures sur éprouvettes, des essais et contrôles nombreux et sévères sur pièces ont été nécessaires avant que nous puissions obtenir des éléments valables, c'est-à-dire satisfaisant aux nécessités fonctionnelles, quelle que soit leur évolution dans le temps.

De ce fait, il nous paraît utile à la compréhension de la mise en œuvre, avant de décrire la gamme de fabrication, de présenter un aperçu des difficultés rencontrées en relation avec les propriétés générales du matériau, ainsi que des contrôles et essais effectués.

3.1. Nécessités fonctionnelles

Les exigences d'ordre magnétique, de rigidité mécanique, de faible dégazage étant satisfaites par ailleurs, trois points de vue sont maintenant à considérer : geométrie de l'élément, contrainte auxquelles le compound d'enrobage (araldite D 100 pour cent, poudre de silice 175 pour cent) est soumis comparativement à ses propriétés mécaniques, (toute rupture locale étant évidemment prohibée), étanchéité de l'élément.

La différence de coefficient de dilatation entre le matériau d'enrobage et l'acier inoxydable entraîne une variation de la géométrie de la pièce et l'apparition de contraintes lors de variations de température. Les mêmes effets apparaissent lors de la polymérisation de l'araldite, toute polymérisation étant accompagnée d'un retrait plus ou moins prononcé.

Ces effets, dont on peut chiffrer facilement l'ordre de grandeur, compte tenu du fait qu'en service les éléments sont soumis à un rayonnement intense et à des cycles thermiques, nous ont conduits à choisir l'araldite D comme résine de base, les thermoplastiques ou les thermodurcissables polymérisant à chaud ayant entre autres inconvénients, soit des retraits importants, soit des qualités mécaniques ou de « tenue » au rayonnement faibles.

3.2. Propriétés générales du matériau

3.2.1. *Polymérisation* : l'araldite D est une résine du type éthoxyline polymérisant à température ambiante par addition de durcisseur. La réaction de polymérisation est exothermique et du fait de la mauvaise conductibilité calorifique du matériau, le durcissement s'accompagne d'une élévation de température dans la masse. Ce phénomène sera d'autant plus important que la masse en réaction sera plus grande. De plus, comme les partie proches des parois du moule sont refroidies plus facilement, la résine en cours de polymérisation est le siège d'un gradient de température. Ce phénomène est d'ailleurs du type à « emballement » : lorsque la température s'élève, la vitesse de réaction chimique croît tendant à accroître davantage la température.

La polymérisation s'accompagne donc d'un retrait de la matière, retrait dû en partie au refroidissement après gélification, dit retrait thermique, et en partie à la nature même du phénomène chimique. Il est à remarquer que le retrait d'origine thermique est prépondérant pour les masses importantes que nous avons à considérer, et inhomogène du fait des gradients de température.

Toutefois, la partie du phénomène dûe à la réaction chimique se poursuit tant que celle-ci n'est pas terminée. Or, l'on sait que de telles réactions continuent à se poursuivre dans le temps avec des vitesses bien entendu décroissantes, vitesses qui en théorie tendent asymptotiquement vers une valeur nulle. Ceci explique l'evolution au cours du temps de l'état de contrainte de la pièce et de sa forme géométrique. Ces évolutions, qui sont évidemment faibles, sont toutefois suffisantes pour amener des ruptures spontanées du matériau et, en tous cas, un dépassement des tolérances géométriques admises si l'on ne prend les précautions nécessaires.

L'élément de chambre possédant des masses de résine plus importantes à l'arrière que sur le cadre, on voit que les retraits thermiques et chimiques seront plus faibles sur la grande base du trapèze. L'évolution de la pièce par vieillissement, c'est là le fait le plus gênant, accroîtra l'angle au sommet.

3.2.2. *Propriétés physiques.* Nous avons effectué un grand nombre de mesures sur éprouvettes, dans des conditions diverses. Comme l'on peut s'y attendre, il existe une dispersion des valeurs trouvées, relativement importante, dont il faut tenir compte dans l'exploitation des résultats.

Nous donnons dans le tableau 1, pour fixer les idées, les valeurs moyennes des grandeurs nous intéressant principalement.

TABLEAU 1.

	Acier inoxydable	Araldite pure	Araldite chargée 100 % Silice	Araldite chargée 175 % Silice
Retrait global		30 à 35.10^{-4}		15.10^{-4}
Coefficient de dilatation à 20°	16.10^{-6}	50.10^{-6}	30 à 35.10^{-6}	20 à 25.10^{-6}
Module d'élasticité sous contrainte faible en en kg / mm²	20 000	500	1 250	1 500
Résistance de rupture en traction en kg /mm² (charge rapidement croissante		5,5 à 8*	3,5 à 5*	3,4
Limite de stabilité sous charge constante en traction en kg /mm²				1,25

* Valeurs données par le fournisseur de la résine.
Les éprouvettes sont traitées à 40° pendant une semaine. La polymérisation est à température ambiante.

Notons que les caractéristiques mécaniques en compression sont supérieures à celles de traction.

On voit l'avantage que l'on retire de l'introduction d'une charge dans la résine. On est toutefois

limité au taux de 175 pour cent, au-delà, la viscosité du mélange est telle que le moulage devient difficile pour des masses aussi importantes.

3.3. Géométrie des éléments

3.3.1. *Définition des tolérances* : le quadrant assemblé à la forme d'un tore. Les tolérances admissibles sur cet ensemble sont fixées, de façon à ne pas réduire la zone utile, aux valeurs suivantes :

sur le rayon $\pm$ 5 mm,

sur l'angle d'ouverture $\pm$ 0,14 grade.

Le nombre d'éléments étant connu, le calcul permet [22] de déterminer les tolérances sur l'élément, soit :

longueur de la grande base $L = 759{,}8 \pm 0{,}5$

longueur de la grande base longueur de la petite base

$e = 49{,}3 \pm 0{,}1$

Afin de ne pas remettre en cause l'étanchéité à l'assemblage entre éléments, les faces correspondantes doivent être planes à 0,2 mm près.

Ceci fixe les principales tolérances géométriques.

3.3.2. *Traitement thermique* : On a déjà parlé (3.2.1.) des conséquences de la polymérisation et de sa poursuite dans le temps. Les effets géométriques de vieillissement peuvent être réduits en faisant subir à la pièce, restée quelques jours à température ambiante après moulage, un traitement thermique. Ce traitement fait apparaître une grande partie des retraits de vieillissement et permet donc d'obtenir des pièces géométriquement plus stables (notamment vis-à-vis des cycles thermiques que la pièce subira en service), le degré de vieillissement étant fonction de la température choisie. Il est toutefois évident que l'on ne peut arrêter complètement l'évolution de la résine. Il semble même avantageux de rester dans une région telle que cette évolution tende à renforcer les qualités de la résine, notamment ses qualités mécaniques compte tenu des sujétions auxquelles les pièces sont soumises en service (rayonnement, cycles thermiques). Après de nombreuses mesures sur éprouvettes, la température de 40 °C a été choisie, la durée du traitement étant d'une semaine, les éléments ayant une masse calorifique importante.

3.3.3. *Résultats*

Le dimensionnement judicieux des moules, tenant compte des retraits thermiques et des retraits de vieillissement (mesurés sur quelques pièces, quelques semaines après le traitement thermique) permet d'obtenir des éléments satisfaisant aux tolérances géométriques sans aucune retouche. Il existe bien entendu une dispersion des cotes d'un élément à l'autre due à la variation de paramètres difficilement contrôlables (température ambiante au moulage, variation des qualités de la résine...). Comme une légère évolution naturelle se produira, nous avons dimensionné les moules de telle façon que l'on dispose quelque temps après le traitement thermique d'une « population » de caractéristiques

$$\overline{\Delta L} = 0{,}20 \; ; \qquad -0{,}20 \leqslant \Delta L \leqslant 0{,}50$$

$$\overline{\Delta e} = -0{,}08 \; ; \qquad -0{,}15 \leqslant \Delta e \leqslant 0$$

Des mesures faites sur éprouvettes permettent d'espérer que l'évolution dans le temps donnera une population de caractéristiques

$$\overline{\Delta L} = 0{,}10 \qquad -0{,}30 \leqslant \Delta L \leqslant 0{,}40$$

$$\overline{\Delta e} = 0{,}05 \qquad 0 \leqslant \Delta e \leqslant 0{,}10$$

Remarquons que les contrôles effectués sur des éléments témoins, depuis la fin de fabrication, semblent confirmer ces chiffres.

3.4. Contraintes

L'évaluation ou la mesure des contraintes dont le compound est le siège est délicate, dans certains cas impossible. De plus l'impossibilité de prévoir leur évolution au cours du vieillissement conduit à contrôler l'élément en lui faisant subir des traitement tendant à renforcer les contraintes existantes.

3.4.1. *Contraintes dues au retrait*

En portant la pièce à une température inférieure à la température ambiante, le jeu des coefficients de dilatation différents entre résine et acier fait que les contraintes qui prennent naissance sont de même nature que les contraintes ayant pour origine un retrait (contrainte de traction d'une façon générale). Sans pour cela affirmer que leur répartition est identique, il est permis de penser, sous condition que les retraits soient isotropes (ce qui semble probable pour des retraits d'ordre chimique), qu'un refroidissement de la pièce constitue un contrôle de sa tenue dans le temps. Des mesures sur éprouvettes ont montré que les caractéristiques mécaniques croissent et le coefficient de dilatation diminue lorsque la température s'abaisse, et ont permis de fixer, compte tenu des retraits espérés, la température dite de « traitement de contrôle » à -20 °C.

3.4.2. *Contraintes mécaniques*

La mesure des contraintes superficielles apparaissant à la mise sous vide donne une contrainte maximum radiale de 0,18 kg/mm² (compression), dans le sens azimutal une contrainte maximum de 0,45 kg/mm² (traction). Il est pratiquement impossible de mesurer ou d'en déduire les contraintes à l'intérieur de la résine. L'on est ici obligé de se contenter de vérifier que la flèche et les dimensions d'éléments mis sous vide n'évoluent pas après un temps aussi long que possible, et en leur faisant subir des cycles répétés d'entrée d'air et mise sous vide.

3.4.3. *Contraintes thermiques*

La mesure des contraintes thermiques est aussi pratiquement impossible. Le calcul de ces contraintes

et des déformations correspondantes, déformations qui se vérifient assez bien expérimentalement, permet d'estimer qu'il est nécessaire de limiter l'échauffement des éléments en service à 25 °C environ.

Comme précédemment (3.4.3) on vérifie que flèche et dimensions d'éléments portées à 50 °C n'évoluent pas après un nombre important de cycles entrée d'air, mise sous vide.

3.5. Étanchéité

On a vu les contrôles effectués pour vérifier que les contraintes présentes dans la résine ou qui s'y développeront ne fassent pas apparaître des «accidents», toute fêlure pouvant remettre en cause l'étanchéité de l'élément. De même, on a déjà noté la tolérance de planéité sur les faces destinées à garantir un écrasement régulier du joint lors de l'assemblage d'éléments.

Ajoutons qu'il est nécessaire que les faces de joints et les gorges présentent un état de surface polie, absent de toutes traces de rayure. Enfin les surfaces de masse métallique apparaissant à la fois côte vide et coté pression atmosphérique doivent adhérer très fortement à l'araldite.

3.6. Gamme de fabrication

Les considérations précédentes permettent de mieux saisir la suite des opérations. Soulignons le soin qu'il est nécessaire d'apporter à la bonne réalisation de chaque phase, la moindre négligence pouvant avoir des conséquences graves.

3.6.1. *Sandwich.* Le collage des bandes de 0,2 mm est conduit selon la technique employée pour le collage des pièces polaires : seule différence, les tôles sont collées sans modification de leur état de surface (laminage à froid) en éliminant celles dont la surface présente des traces d'oxydation. Après collage, les opérations ci-après sont effectuées dans l'ordre suivant : grattage de la surface côté vide pour la débarrasser de toute bavure d'araldite, contrôle d'isolement électrique tôle à tôle, découpage à la forme par cisaillage et grignotage, roulage. De collage, la surface externe du sandwich (côté araldite) est garnie de deux couches de tissu de verre imprégné de résine permettant au prix d'un léger avivage l'adhérence de la résine de moulage sur cette surface.

3.6.2. *Constitution de l'ossature métallique.* Le cadre est badigeonné d'araldite XV polymérisée à chaud sur les parties ne voyant pas le vide. Cette couche intermédiaire permet d'obtenir une excellente adhérence de la résine de moulage sur ces parties pour des raisons d'étanchéité.

Les U sont recouverts d'une couche de vernis silicone afin d'éviter l'adhérence de la résine, à l'exclusion de leur partie extrême, côté cadre. Cette importante opération a pour but de réduire les contraintes thermiques ou de retrait du fait de la désolidarisation des U et de la résine. L'expérience a montré en effet que des éléments pour lesquels l'adhérence U-résine avait été favorisée ont présenté, soit par évolution naturelle, soit au contrôle à – 20 °C des ruptures d'araldite, entre U, remettant en cause l'étanchéité.

L'ensemble cadre, U, sandwich est ensuite monté dans un mannequin assurant les positions respectives de ces différentes pièces, leur fixation se faisant par coulée d'araldite dans les rainures du cadre. L'ensemble reste dans le montage pendant toute la durée de la polymérisation. On dispose alors d'une carcasse métallique monobloc.

3.6.3. Cette carcasse est positionnée d'une façon très précise dans un moule, la paroi interne de celui-ci étant constituée par le sandwich lui-même. Les parois du moule sont évidemment enduites d'un vernis silicone permettant le démoulage (à l'exception du sandwich évidemment), et donnant à la surface de la pièce un aspect très glacé.

Le moule est introduit dans une enceinte, maintenue sous vide (10^{-1} mm de mercure) pendant toute la durée du moulage, permettant le débullage de la résine sans évaporation du durcisseur. L'araldite est placée dans une enceinte située au-dessus du moule et dans laquelle on peut faire un vide de l'ordre de celui indiqué ci-dessus. Ceci permet de la prédébuller avant introduction dans le moule, cette introduction se faisant alors par simple gravité. En fin de coulée la pression atmosphérique est rétablie et on laisse polymériser à température ambiante.

3.6.4. Chaque pièce est ensuite traitée à 40 °C et contrôlée du point de vue géométrique.

Le traitement à – 20 °C et le contrôle d'étanchéité sont effectués sur quelques unités prises au hasard au cours de la fabrication.

Dès la fin de fabrication les éléments ont été assemblés par quadrant sur table; on vérifie leur étanchéité et leur géométrie.

3.7. Les raccordements des groupes de pompage

Le raccordement des groupes de pompage avec la chambre se fait par une courte tubulure horizontale qui peut être montée sur un des éléments du quadrant.

Les considérations de perturbation du champ magnétique par les courants de Foucault [21] ont conduit à mettre d'abord contre la chambre une pièce en céramique suivie d'un manchon en acier inoxydable (fig. 4).

3.8. Les sections droites

La section droite d'injection comme les caissons déflecteurs sont réalisés en acier doux afin de protéger le faisceau injecté contre l'action d'un champ de fuite de l'aimant et du champ magnétique terrestre.

Les autres sections droites sont réalisées en acier inoxydable amagnétique.

Dans les deux sections expérimentales, de larges ouvertures sur les quatre faces libres donnent accès au faisceau pour les mesures ou l'expérimentation (voir fig. 5).

Le raccordement entre les sections droites et les quadrants comporte une partie souple et une vanne.

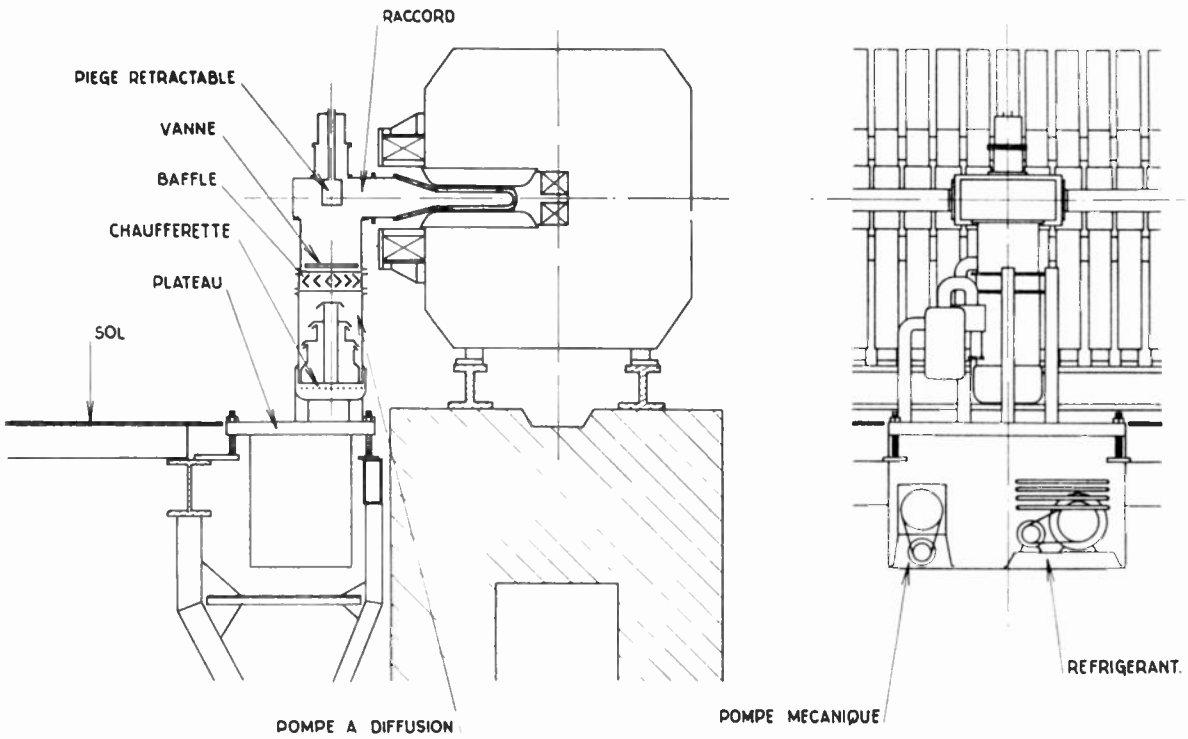


Fig. 4. — Groupe de pompage raccordé.

La partie souple est une membrane plissée (5 plis) en acier inoxydable mince (0,5mm) réalisée par soudure.

La vanne comporte deux clapets. Elle permet d'isoler soit un quadrant, soit une section droite (voir fig. 5).

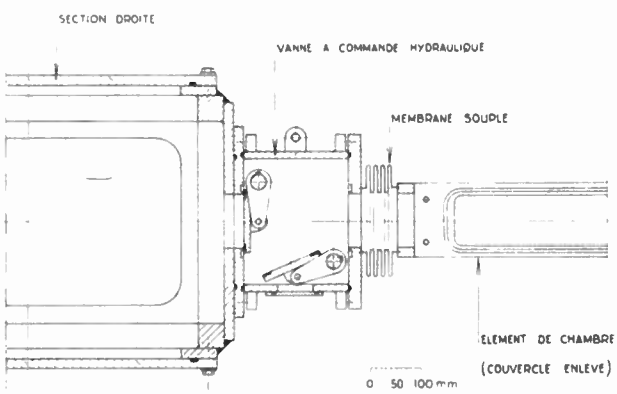


Fig. 5. — Raccordement chambre-section droite.

3.9. Montage

L'opération de montage d'un quadrant est, du fait de la conception de l'ensemble, relativement simple, au prix d'un outillage peu important. Pour fixer les idées, disons qu'un quadrant peut être monté, prêt à être mis sous vide, par 5 hommes en un poste de travail de 8 heures. Ceci suppose une préparation soigneuse de l'opération, notamment le montage préalable des raccords de pompage sur les trois éléments du quadrant.

Les pièces sont introduites dans l'entrefer après nettoyage, à l'aide d'un chariot élévateur à palettes, l'élément reposant sur les palettes (garnies de feutre) par sa surface interne. La pièce centrale est positionnée la première ; de part et d'autre, l'on assemble les éléments, les vis d'assemblage en fond d'entrefer étant serrées à l'aide d'une clé à renvoi à 90° pouvant être engagée grâce aux encoches ménagées dans les bossages arrières. Les joints sont légèrement siliconés afin de les maintenir dans leur gorge avant l'assemblage.

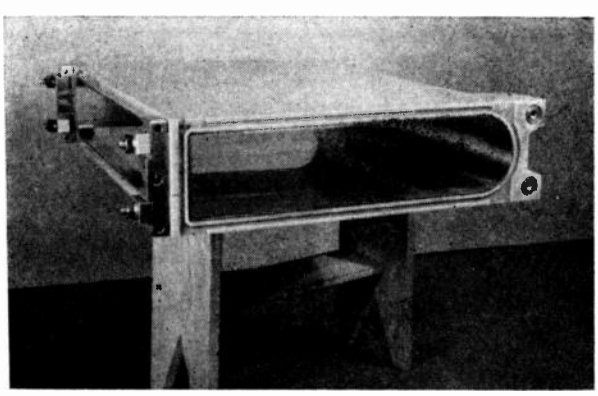


Fig. 6. — Elément de chambre.

Entre la nappe inférieure d'enroulements correcteurs et chaque élément on introduit une cale d'épaisseur afin de faire coïncider le plan médian géométrique de la chambre et de l'entrefer.

Les 19 éléments étant assemblés, on peut, grâce à trois vérins fixés à l'aimant, déplacer le quadrant de façon à le positionner correctement radialement, la mesure de sa position se faisant par rapport aux pièces polaires à l'aide d'un montage spécial. Le plan

médian géométrique est contrôlé au niveau optique.

On procède ensuite à la fixation des éléments sur l'aimant, fermeture par mise en place des couvercles, raccordement des résistances de mise à la terre. Pendant ces dernières opérations, les groupes de pompage sont positionnés. Après leur équilibrage, on monte les manchettes de raccordement aux groupes. De même, au cours de ces opérations, les membranes souples et vannes d'isolement sont montées et raccordées à la chambre et aux parties droites.

Il est bien entendu essentiel de veiller, au cours de ces opérations, qu'un soin tout particulier soit apporté au nettoyage des surfaces allant sous vide, ainsi qu'à la mise en place des joints. Des soins apportés dépendent évidemment l'étanchéité de l'ensemble final et le vide limite atteint.

Les erreurs maxima relevées sur quadrants montés sont données ci-dessous :

$$\text{quadrant 1} : \Delta R \begin{matrix} +2 \\ -1{,}5 \end{matrix} \qquad \lambda = 105{,}6310$$

$$\text{quadrant 2} : \Delta R \begin{matrix} +4 \\ -0{,}5 \end{matrix} \qquad \lambda = 105{,}5508$$

$$\text{quadrant 3} : \Delta R \begin{matrix} +1{,}5 \\ -2 \end{matrix} \qquad \lambda = 105{,}5973$$

$$\text{quadrant 4} : \Delta R \begin{matrix} +1{,}5 \\ -3 \end{matrix} \qquad \lambda = 105{,}5556$$

pour des valeurs et tolérances suivantes

$$R = 8119 \pm 5 \qquad \lambda = 105{,}55 \pm 0{,}14$$

4. Pompage de la chambre

Pour plus de détails sur cette partie, le lecteur pourra se reporter à [23].

L'ensemble de la chambre est rendu étanche par les procédés classiques de la technique du vide. Les assemblages entre pièces sont réalisés avec des joints en caoutchouc de section ronde ou carrée serrés dans des gorges. Les soudures de pièces métalliques sont réalisées avec le plus grand soin et contrôlées au détecteur de fuites à hélium. Ces solutions sont tout à fait satisfaisantes à condition d'effectuer un contrôle très rigoureux à tous les stades de la fabrication et du montage.

Dans ces conditions la quasi totalité du gaz à évacuer provient du dégazage des parois.

Le dégazage des différents matériaux entrant dans la constitution de la chambre (acier doux, acier inoxydable, araldite, caoutchouc, etc...) a été mesuré sur des échantillons [24]. Les matières plastiques et caoutchouc dégazent environ 100 fois plus que les métaux, mais comme leur surface exposée au vide dans la chambre est de l'ordre du centième de celles des métaux, leur contribution totale est du même ordre de grandeur. Au total pour l'anneau on peut estimer que la quantité de gaz à évacuer est égale à environ $40 \cdot 10^{-3}$ l . mm Hg/s après un temps de pompage de quelques heures à la suite d'une exposition à l'air de longue durée.

Pour une pression de $5 \cdot 10^{-6}$ mm Hg, elle nécessite une vitesse de pompage totale de 8 000 l/s.

Après un temps de pompage notablement plus long, le dégazage pourra diminuer beaucoup — par exemple d'un facteur 2 à 3 — et la pression correspondante baissera en conséquence.

A cause de la faible section de l'anneau, on doit subdiviser le pompage en un assez grand nombre de postes, convenablement répartis, si l'on veut éviter des gradients de pression le long de l'anneau [25].

En conséquence, 12 groupes de pompage ont été disposés sur les quadrants à raison de trois par quadrant. En addition, deux groupes plus petits ont été mis sous la section droite d'injection dont le dégazage est particulièrement important ; et un groupe identique sous chacun des deux caissons de l'optique d'injection (voir fig. 1).

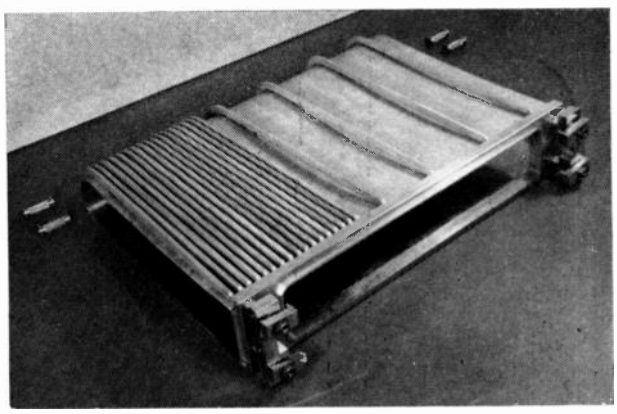


FIG. 7. — Partie de carcasse métallique d'un élément de chambre.

Les groupes de pompage sont conçus pour donner un vide très poussé et exempt d'impuretés.

Leur fabrication a été réalisée par la Société Officine Galiléo.

Les 12 groupes de l'anneau comprennent essentiellement une pompe mécanique de 60 m³/heure, et une pompe à diffusion d'huile de 40 cm de diamètre, surmontée d'un baffle à ailettes refroidies à − 30 °C pour condenser les vapeurs d'huile. Au-dessus du baffle, une vanne à clapet basculant permet l'isolement du groupe de la chambre. Au-dessus de la vanne un caisson formant coude pour le raccordement à la chambre contient un piège à air liquide rétractable qui n'est utilisé qu'en cas de forte pollution accidentelle de la chambre.

Les différentes vannes sont commandées par des pistons à huile.

Les groupes se présentent sous la forme d'une unité autonome tant du point de vue pompage que

FIG. 8. — Quadrants assemblés pour vérification de l'étanchéité et de la géométrie.

mécanique (voir fig. 1). La pompe mécanique et les accessoires (compresseur d'huile, groupe frigorifique) sont en-dessous du niveau du sol dans une galerie. La pompe à diffusion, le baffle, la vanne et la boîte de raccordement sont fixés par l'intermédiaire de longs ressorts sur le côté de façon à ne pas produire d'efforts exagérés sur la chambre à vide.

La vitesse de pompage de ces groupes dépasse 1 500 l/seconde à la pression de 10^{-4} mm Hg dans le plan d'entrée de la vanne.

Leur vide limite est meilleur que $5 . 10^{-7}$ mm Hg.

Les groupes de pompage de l'optique d'injection ont une constitution analogue aux groupes de l'anneau, mais avec des dimensions plus faibles.

La pompe à diffusion a un diamètre de 20 cm. La vitesse de pompage de ces groupes est de 500 l/seconde à l'entrée de la vanne.

L'huile utilisée dans toutes les pompes à diffusion est l'huile de Silicone DC 703.

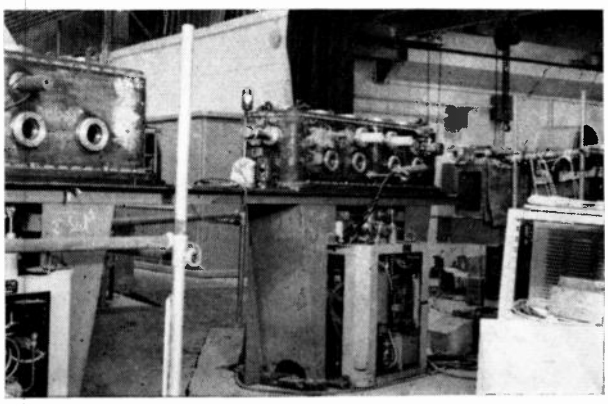


FIG. 9. — Optique d'injection. Vue des caissons déflecteurs.

Le matériel de pompage est commandé à l'aide d'une circuiterie assez complexe.

Chaque groupe de pompage possède une armoire de commande située à son voisinage (dans la galerie du sous-sol pour les groupes d'anneau). Deux modes de fonctionnement — un manuel et un entièrement automatique — sont à la disposition des opérateurs. Un ensemble complet de sécurité protège le matériel contre les fausses manœuvres et les accidents. Ces sécurités jouent non seulement sur les différents

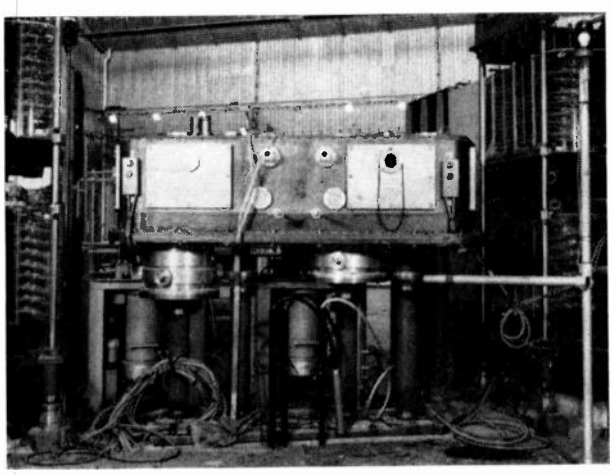


FIG. 10. — Section droite d'injection.

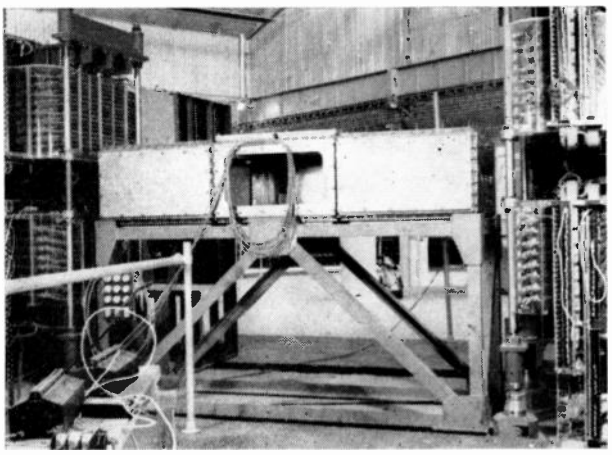


FIG. 11. — Section droite expérimentale.

organes de chaque groupe, mais encore sur les possibilités de fonctionnement simultané de tous les groupes.

Un dispositif lumineux d'alarme indique les arrêts accidentels et localise les défauts.

De nombreuses jauges thermocouples ou à ionisation donnent la valeur de la pression en différents points.

A la salle de commande principale où est centralisé le contrôle de l'accélération du faisceau, un grand tableau synoptique indique aux opérateurs la situation du vide, des blocs d'alarme indiquent les pannes éventuelles et dix jauges à ionisation donnent la pression dans les différents compartiments isolables

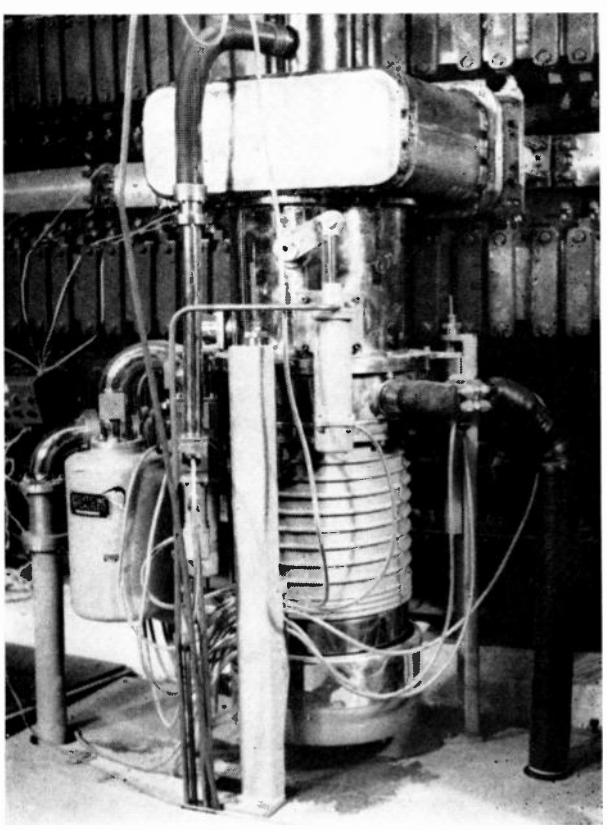


FIG. 12. — Un groupe de pompage de l'anneau.

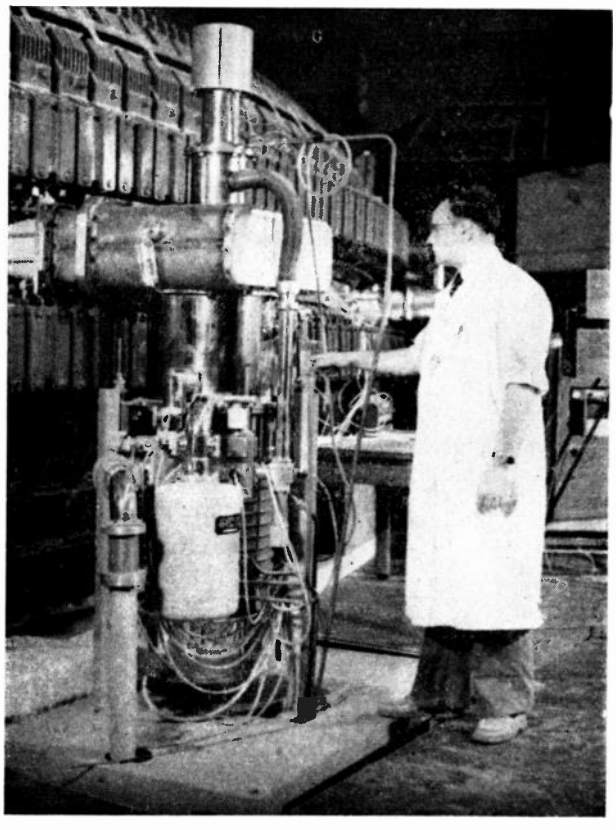


FIG. 13. — Un groupe de pompage de l'anneau.

de la chambre. Un bouton de fermeture d'urgence des vannes est la seule commande de vide dont on dispose à cet endroit.

Cet ensemble a été achevé et mis sous vide en juillet 1958. Dès le mois d'août 1958, une pression moyenne inférieure à $5 \cdot 10^{-6}$ mm Hg a permis l'accélération de protons jusqu'à 3 GeV [26].

Après quelques mois de fonctionnement dans le courant de l'automne 1958, une pression moyenne de 2.10^{-6} mm Hg pouvait être atteinte et à la suite des rentrées d'air nécessitées par l'expérimentation (changement de cible par exemple), le temps nécessaire pour obtenir un vide suffisant était négligeable.

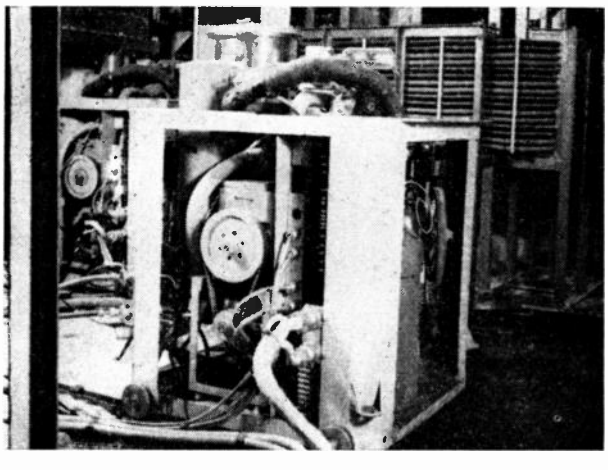


FIG. 14. Un groupe de pompage de l'optique d'injection.

Cet ensemble est le résultat d'un travail d'équipe.

Il a été fait sous la direction de M. R. MAILLET et de M. S.D. WINTER.

Nous tenons à mentionner la participation de MM. GAVARD pour la partie mécanique, NEYRET pour l'étude magnétique, DEBRAINE et SEGALAS pour les circuits électriques, GELLER pour la détection des fuites, de toute l'équipe du vide et notamment de AMOIGNON, BARRÉ, DELCHER, LOTEMBERG et LEGRAND ; enfin la contribution essentielle de G. MONGODIN à l'ensemble de ce travail jusqu'au début de 1957.

Les sociétés industrielles suivantes ont participé à la réalisation : Officine GALILEO, Etablissements LE BŒUF, Le Joint Français, Etablissements SILITRO, Société des Forges et Ateliers du Creusot, Compagnie Générale d'Electro-Céramique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BLACHMAN N.M., COURANT E.D., *Phys. Rev.*, 1948, 74, 140.

[2] BLACHMAN N.M., COURANT E.D., *Phys. Rev.*, 1949, 75, 315.

[3] GREENBERG J.M., BERLIN T.H., *R.S.I.*, 1951, 22, 293.

[4] BLACHMAN N.M., COURANT E.D., *R.S.I.*, 1949, 20, 596.

[5] MOLIERE G., Z., NATURFORSCHUNG 1947, 2a, 133.

[6] COURANT E.D., *R.S.I.*, 1953 24, 836.

[7] MULLET L.B., *A.E.R.E.*, 1956, GP/R 2072.

[8] RIDDIFORD L., *J.S.I.* Sup. 7, 1951, 47.

[9] SEIDEN, *Journal Phys. et Rad.*, décembre 1955.

[10] JACOBUS D.D., POLK I.J., *R.S.I.*, 1953, 24, 821.

[11] MONGODIN G., PREVOT F., WINTER S.D., Rapport intérieur non publié, FP/FA AC 1417, 1955.

[12] AHIER G., PAUTHIER M., Rapport interne, GAh-PM 1, 1954.

[13] NEYRET G., Rapport interne, OC 8, 1954.

[14] NEYRET G., Rapport interne, OC 13, 1955.

[15] NEYRET G., Rapport interne, OC 20, 1955.

[16] NEYRET G., Rapport interne, OC/FA 1682, 1955.

[17] ARMAND G., Rapport interne, GA 1, 1955.

[18] ARMAND G., LAPUJOULADE J., Rapport interne, GA.JLa 1, 1955.

[19] ARMAND G., Rapport interne GA 2, 1955.

[20] ARMAND G., Rapport interne, GA 4, 1955.

[21] NEYRET G., Rapport interne OC 28, 1956.

[22] ARMAND G., Rapport interne, GA 8, 1957.

[23] PREVOT F., LE QUINIO R., *Le Vide* (à paraître en 1959).

[24] BARRE R., GELLER R., MONGODIN G., *Le Vide*, 1957, 69, 195.

[25] PREVOT F., Note CEA, n° 229, 1957.

[26] LE QUINIO R., PREVOT F., Rapport interne, NT 18, 1958.

DISPOSITIF ACCÉLÉRATEUR

Le dispositif accélérateur de Saturne

PAR

J. TAILLET

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Position du problème

Le dispositif accélérateur d'un synchrotron à protons est destiné à fournir par voie cumulative, au faisceau de particules qui circule dans la chambre à vide, une énergie qui n'est limitée que par la saturation de l'aimant de guidage.

Les particules traversent périodiquement une structure appropriée qui leur communique à chaque tour une petite quantité d'énergie prélevée sur l'énergie électromagnétique qu'elle renferme. Ceci suppose une relation de synchronisme entre les phénomènes périodiques dont la structure est le siège et la rotation d'un ou plusieurs groupes de protons qui trouvent à chacun de leurs passages dans la structure une tension accélératrice de signe et de valeur convenables. On sait, depuis les travaux de McMILLAN et de VEKSLER sur la stabilité de phase, que ce synchronisme s'établit automatiquement dans le synchrotron pour les particules voisines d'une particule idéale dite synchrone, à condition que l'amplitude et la fréquence de la tension accélératrice répondent à certaines exigences. Ce mécanisme permet de faire durer l'accélération une bonne fraction de seconde, c'est-à-dire de garder le faisceau dans la chambre plusieurs millions de tours. On peut ainsi, en communiquant aux protons un accroissement d'énergie de l'ordre de quelques milliers d'électrons-volts par tour, les amener progressivement aux énergies de l'ordre de quelques GeV.

C'est à la stabilité de phase que le dispositif accélérateur doit de ne pas être atteint de ce gigantisme qui affecte les sous-ensembles mécaniques et électrotechniques du synchrotron à protons. Les problèmes d'échelle ne se posent de façon aiguë que pour les dispositifs accélérateurs des machines à très haute énergie ou à très haute intensité, c'est-à-dire pour celles de plusieurs dizaines de GeV (CERN Genève) ou pour celles dont la fréquence de répétition est élevée, et par conséquent le temps d'accélération court (projet de Princeton). Dans le cas de SATURNE, il suffit de communiquer aux protons une énergie de 1 160 V par tour, ce qui implique une tension de crête à l'intervalle accélérateur de 2 300 V au maximum et n'entraîne aucune difficulté de tenue en tension. Cependant, comme l'injection des protons s'effectue à une énergie relativement basse (3,6 MeV), leur vitesse de rotation — et par conséquent la fréquence de la tension accélératrice — varie dans un rapport voisin de 12 entre l'injection et la fin de l'accélération. Ceci pose un problème de bande de fréquences assez délicat et tend à compliquer le stockage d'énergie dans la structure accélératrice.

Mais la difficulté fondamentale du projet réside dans les exigences de précision. Pour que les particules puissent effectuer 2 500 000 tours sans toucher les parois de la chambre à vide il faut, compte tenu des oscillations du faisceau, que la fréquence de la tension accélératrice soit à chaque instant liée au champ magnétique de guidage par une relation qui doit être respectée à mieux de un pour mille car la position du faisceau dans la chambre dépend à la fois de la fréquence et du champ magnétique. Il faut, de plus, éviter avec soin toute modulation parasite de la fréquence ou toute distorsion de la forme d'onde accélératrice susceptible d'exciter une oscillation de phase (et une oscillation radiale) du faisceau.

Il apparaît donc que deux catégories de problèmes — les uns liés à des questions d'information, les autres à des questions d'énergie — se posent aux constructeurs d'un dispositif accélérateur, ce qui explique la séparation fonctionnelle de ce dispositif en bas niveau et haut niveau. Le bas niveau comporte les organes de mesure, de calcul, et de modulation chargés d'engendrer la fréquence accélératrice en fonction du champ magnétique du synchrotron ; le haut niveau comprend les amplificateurs de puissance et la structure accélératrice.

2. Orientation du projet

Les performances recherchées pour SATURNE étant très voisines de celles du Cosmotron, on conçoit toute l'aide que l'expérience acquise par les physiciens de Brookhaven a pu apporter dans l'orientation de notre étude.

Un certain nombre de conditions a cependant créé un climat favorable à la recherche de voies nouvelles et de solutions originales.

La théorie du synchrotron montre qu'en choisissant pour fréquence accélératrice le $n^{ème}$ harmonique de la fréquence de rotation des protons, on réduit dans le rapport $\sqrt{n}$ l'amplitude de l'oscillation synchrotron radiale. Nous avons cherché à tirer un bénéfice de cette relation en choisissant une fréquence accélératrice double de la fréquence de rotation des protons, ce qui permet de réduire notablement la largeur de la chambre à vide et, par conséquent, les dimensions de l'aimant. La fréquence accélératrice varie de 760 kHz à 8,5 MHz.

Les problèmes de la haute fréquence ont été rendus en conséquence plus difficiles, puisque la bande passante est doublée, mais ils ont pu être résolus moyennant un effort d'étude portant à la fois sur les propriétés des matériaux magnétiques haute fréquence, les circuits et les structures accélératrices. Ces études ont conduit à des développements technologiques susceptibles d'applications étendues.

D'autre part, parce que nous connaissions le prix qu'attachent nos collègues de l'étranger à la continuité d'exploitation et à la souplesse de fonctionnement d'une machine de l'importance d'un synchrotron à protons et que ces qualités sont en grande partie la conséquence d'une conception judicieuse de l'électronique, nous nous sommes attachés à repenser à la base le problème de l'accélération sous le double aspect sécurité et souplesse.

En ce qui concerne le bas niveau, nous avons largement profité de l'expérience de Brookhaven et de Berkeley. Nous avons choisi un schéma général du même type, mais nous avons introduit un certain nombre de perfectionnements techniques qui augmentent les marges de précision et la souplesse.

En ce qui concerne le haut niveau, nous avons été conduits à rechercher la réduction des puissances, non pas pour réaliser une illusoire économie dans la consommation d'énergie, mais pour diminuer les dimensions, permettre l'interchangeabilité rapide des éléments défaillants, laisser la voie ouverte à un grand nombre de perfectionnements de détail faciles à exécuter et, d'une façon générale, pour réduire les problèmes à l'échelle de l'électronique de laboratoire.

Le diagramme fonctionnel du dispositif accélérateur est représenté figure 1.

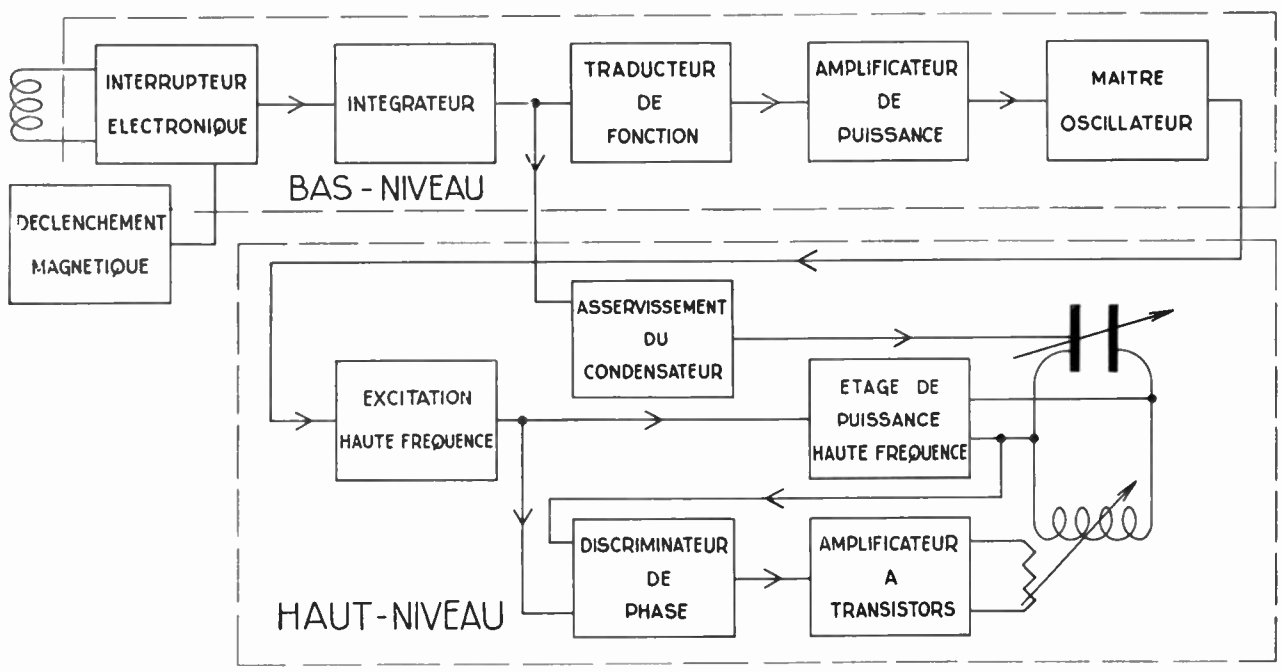


FIG. 1. — Diagramme fonctionne du dispositif accélérateur.

3. Bas niveau

La fréquence $f = F(B)$ est obtenue à partir d'un maître-oscillateur dont le circuit oscillant comporte une inductance à noyau de ferrite. On sature ce noyau à l'aide d'un courant I dont la variation est commandée à tout instant par la valeur du champ du synchrotron, ce qui fait varier la self et, par conséquent, la fréquence du maître-oscillateur.

Le dispositif destiné à commander ce courant de saturation est composé d'une boucle de mesure placée dans l'entrefer de SATURNE, d'un intégrateur, d'un traducteur de fonction et d'un amplificateur.

La boucle de mesure fournit une tension proportionnelle à la dérivée du champ B par rapport au temps ; à partir de l'instant précis t_0 où le champ B atteint une valeur prédéterminée B_0, cette tension est appliquée à travers un interrupteur électronique

à l'entrée de l'intégrateur. La tension de sortie de l'intégrateur est l'image du champ $B - B_0$.

Le maître-oscillateur délivre une fréquence f liée au courant de saturation I par une relation $f = \varphi(I)$. Il suffit d'intercaler, entre la sortie de l'intégrateur et l'entrée de l'amplificateur qui fournit le courant I, un traducteur de fonction convenable pour obtenir la loi de fréquence cherchée. En pratique, le traducteur de fonction doit donner la possibilité de régler expérimentalement la loi $f = F(B)$ et, de ce fait, possède de nombreux éléments réglables.

Si l'on veut obtenir une précision globale de un pour mille pour la chaîne de modulation, il est bon que chacun de ses éléments ait une précision de réglage et une stabilité de l'ordre du dix millième (1).

Nous avons pu, aidés de nos collaborateurs de l'industrie, obtenir ces performances pour les circuits linéaires par des procédés qui relèvent de la technique du calcul analogique et nous avons utilisé pour cela toutes les ressources de cette technique (régulateurs de tension, correcteurs de dérives, stabilisation de température, éléments à coefficients de température compensés).

Nos collaborateurs ont su, à la suite d'une étude approfondie, réaliser un maître-oscillateur qui, tout en étant basé sur les propriétés d'un élément essentiellement non linéaire, fonctionne avec une reproductibilité du même ordre. Ils ont su également faire en sorte que la loi $f = \varphi(I)$ se rapproche suffisamment de la loi $f = F(B)$ pour que le traducteur de fonctions n'intervienne que pour effectuer de petites corrections du courant I, ce qui permet de diminuer la précision exigée de ce délicat ensemble non linéaire qui, d'autre part, est d'une souplesse et d'une stabilité remarquables. Il suffit de penser aux réactions d'un opérateur chargé de corriger par action sur de multiples potentiomètres les dérives d'un dispositif utilisé à sa limite de précision pour apprécier la sécurité apportée par cette disposition dans le fonctionnement du bas niveau.

4. Haut niveau

Le souci de réduire l'échelle de l'installation et d'améliorer la forme d'onde nous ont conduits à adopter une structure accélératrice du type cavité électromagnétique chargée de ferrites et accordée à chaque instant sur la fréquence injectée par le bas niveau et amplifiée par une chaîne d'excitation.

Le succès des essais technologiques tentés par nos collaborateurs pour obtenir des ferrites sous forme de grands cadres nous ont en effet, permis d'envisager comme possible la réalisation d'une cavité électromagnétique, solution préférable au point de vue puissance à l'utilisation d'un tube de glissement (qui nécessite l'application de tensions bien plus élevées car il réalise l'accélération par un processus différentiel).

L'étude des propriétés des ferrites nous a amenés à la conclusion que la large plage de variations de fréquence nécessaire ne pourrait être obtenue que par la variation simultanée d'une capacité d'accord connectée aux lèvres de la coupure accélératrice et de la self de la cavité. Pour faire varier cette self, on sature le noyau de ferrite de la cavité par le courant d'un amplificateur à transistors capable de délivrer plusieurs centaines d'ampères.

La variation de capacité est programmée en fonction du champ magnétique B du synchrotron : on utilise à cet effet un servomécanisme qui asservit au champ B la position angulaire du rotor d'un condensateur variable.

La variation de sel-finductance est commandée par un asservissement en chaîne fermée, dont le rôle est de maintenir, quelle que soit la fréquence, l'accord de la cavité. La cavité se comportant à l'accord comme une résistance pure, la tension plaque et la tension grille de l'étage de sortie de l'amplificateur haute fréquence d'excitation sont alors en opposition de phase. La chaîne fermée d'asservissement se compose d'un discriminateur de phase (qui mesure la différence de phase $\Delta\varphi$ entre la tension plaque et la tension grille de l'étage de puissance), d'un amplificateur de courant à transistors et d'un bobinage de polarisation des ferrites de la cavité : l'ensemble a pour effet de maintenir $\Delta\varphi$ voisin de 180°, ce qui assure le réglage fin de l'accord de la cavité.

En marche normale, la cavité et les tubes de puissance consomment une puissance H. F. de l'ordre du kilowatt ; la dissipation maxima tolérable sur les tubes est de l'ordre de 7 kW. Ce large coefficient de sécurité autorise les décrochages accidentels de la boucle d'asservissement sans danger pour la vie des tubes.

L'amplificateur d'excitation haute fréquence et l'étage de puissance sont contenus dans un châssis démontable situé sous la cavité accélératrice, et un grand nombre d'auxiliaires, tous situés dans de petits châssis interchangeables, permettent des modifications rapides du système.

5. Conclusion

Le type de solution adopté s'est traduit par une assez longue période d'étude suivie d'une mise en route rapide et sans incident. Elle paraît avoir répondu aux espoirs des constructeurs du dispositif accélérateur.

La réalisation d'un tel ensemble est le fruit du travail collectif d'un bon nombre d'équipes du Commissariat à l'Energie Atomique et de l'Industrie. Sa conception est le résultat des efforts d'un petit groupe, au sein du Service de Physique Appliquée, au C. E. N. de Saclay. Nous ne dirons jamais assez combien ce groupe doit aux conseils d'un grand ingénieur aujourd'hui disparu, I. Podliasky.

(1) En utilisant une boucle fermée au lieu d'une boucle ouverte, les exigences de précision sont, bien entendu, moins sévères pour la chaîne directe, mais la réalisation d'une boucle fermée est subordonnée, soit à la construction d'un discriminateur capable de traduire une fréquence en tension suivant la loi théorique avec une précision de 10^{-4} dans toute la bande de fréquence de 760 kHz à 8,5 MHz, soit à l'utilisation du faisceau lui-même pour l'asservissement du maître-oscillateur (détection de la position du faisceau dans la chambre et réaction sur la fréquence).

La première solution rejette la difficulté sur les éléments non linéaires de la chaîne inverse et, par conséquent, ne fait que déplacer le problème ; la deuxième solution suppose que le faisceau préexiste au début du cycle avec une intensité suffisante pour être détecté, ce qui n'est pas forcément le cas à la mise en route d'un synchrotron à protons.

Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne

PAR

M. DAGAI, J. LECOMTE, G. RASTOIX (1)

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Position du problème

Le but de cet article est de décrire le dispositif utilisé dans le synchrotron SATURNE pour le déclenchement de l'intégrateur de la haute fréquence. Rappelons que la loi de fréquence de la tension accélératrice est déterminée par une chaîne de calcul analogique associée à un maître-oscillateur, à partir de la valeur du champ magnétique de SATURNE [1] [2] [3].

La tension aux bornes d'une boucle située dans l'entrefer de SATURNE est intégrée électroniquement pendant la montée du champ magnétique et fournit l'image de la variation de ce champ à partir de l'instant de déclenchement de l'intégrateur. Le dispositif décrit ci-dessous assure ce déclenchement lorsque le champ magnétique passe par une valeur bien déterminée B_0. On connaît ainsi, grâce à l'association de ces deux sous-ensembles, la valeur précise du champ magnétique qui doit commander la fréquence accélératrice.

Des considérations relatives au maître-oscillateur ont conduit à fixer la valeur de B_0 entre 130 et 140 gauss. L'expérience a permis de la déterminer avec exactitude. Nous avons recherché une reproductibilité de 2.10^{-4}, c'est-à-dire une erreur ne dépassant pas 0,03 gauss. Au moment précis où le champ passe par la valeur B_0, une impulsion électrique normalisée donnant une tension de 30 V aux bornes d'une impédance de 75 ohms avec un temps de montée de 0,2 microseconde commande le départ de l'intégration.

2. Choix du procédé de mesure

L'analyse comparative de différents procédés, et en particulier de la méthode des peaking-strips (2) et de la résonance paramagnétique électronique [4] [5] nous a conduits à la conclusion que cette dernière méthode présentait un avantage de précision. L'argument le plus solide est le suivant : la méthode des peaking-strips utilise un champ magnétique de référence susceptible de perturber le champ magnétique à mesurer aux environs de la tête de mesure : celle-ci ne peut donc être placée dans l'entrefer du synchrotron et doit être située dans le champ de fuite. Or celui-ci possède un fort gradient radial et tout déplacement, même minime, de la tête de mesure, entraîne une erreur de mesure ; d'autre part ce champ de fuite est plus fortement influencé que le champ utile par les ondulations de courant des bobines de l'aimant et, d'une façon générale, les parasites y sont à craindre. Tout au contraire, la sonde de résonance paramagnétique électronique peut être sans inconvénient placée à l'intérieur du champ à mesurer, à la lisière de la zone de la chambre à vide occupée par le faisceau accéléré ; le champ magnétique de cette région est presque uniforme, ce qui élimine l'influence des petits déplacements de la sonde.

La précision que l'on est susceptible d'obtenir a été évaluée à 10^{-3} avec les peaking-strips, et à 2.10^{-4} avec la résonance paramagnétique électronique, à condition de savoir repérer à mieux de 0,03 gauss près le sommet du signal, dont la largeur est d'environ 1,2 gauss à mi-hauteur pour le diphénylpicrylhydrazyl, corps utilisé pour l'amplitude du signal obtenu à la résonance (3) Ce repérage est réalisé à l'aide des circuits électroniques décrits au paragraphe 7.

Un autre avantage propre à la méthode doit être signalé : en cas de déréglage d'un des organes du sous-ensemble, le signal disparaît et l'attention est attirée sur le défaut, alors que dans le cas des peaking-strips le signal peut dériver sans que l'éveil soit donné aux opérateurs.

3. Diagramme fonctionnel

La figure 1 représente le diagramme fonctionnel de l'ensemble réalisé. Il comporte :

a) Un générateur qui fournit l'énergie UHF nécessaire à exciter la résonance. La valeur du champ à mesurer pouvant être comprise entre 130 et 140 gauss, le générateur doit couvrir la gamme de 364 à 393 MHz ; sa stabilité de fréquence doit être meilleure que 2.10^{-4}. Les modulations parasites doivent avoir une amplitude de 80 dB au-dessous du niveau de la tension UHF.

(1) G. RASTOIX est actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

(2) Bandes de mumétal au molybdène utilisées comme détecteurs de zéro dans les mesures de champ magnétique par la méthode d'opposition.

(3) L'utilisation du charbon de sucre permet de gagner un facteur dix sur la largeur de la raie mais l'amplitude du signal obtenu avec les échantillons dont nous disposions ne nous procurait pas, compte tenu des parasites induits par les différents auxiliaires du synchrotron, un rapport signal/bruit suffisant.

b) Un dispositif résonnant situé dans le champ magnétique à mesurer et dans lequel on introduit l'échantillon de diphényl-picrylhydrazyl. Nous avons choisi un résonateur à constantes réparties, solution qui conduit à une bonne stabilité de la fréquence d'accord et à un excellent coefficient de surtension.

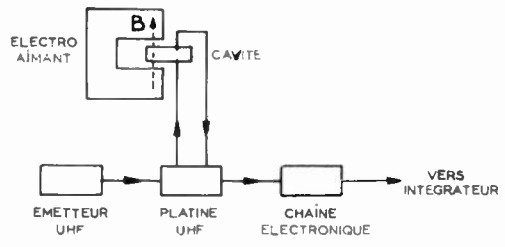


FIG. 1. — Diagramme fonctionnel.

c) Un ensemble de circuits UHF qui assure les liaisons entre générateur et résonateur d'une part, entre résonateur et cristal détecteur d'autre part.

d) Après le cristal détecteur, une chaîne électronique destinée à fournir une impulsion normalisée au moment précis où le signal de résonance paramagnétique électronique passe par son maximum.

Le fonctionnement du dispositif peut être décrit de la façon suivante :

La cavité résonnante, plongée dans le champ magnétique, est constamment excitée par la fréquence d'accord correspondant au champ B_0. Lorsque le champ magnétique passe par cette valeur B_0, le phénomène de résonance s'établit au sein du diphényl-picrylhydrazyl et désaccorde la cavité. Il en résulte une chute brève de l'amplitude de l'onde transmise qui est détectée, amplifiée, dérivée, rétrécie et qui produit finalement l'impulsion normalisée.

4. Générateur UHF

Nous avons fait le choix d'un générateur construit par la C. F. T. H., l'émetteur THC-960. Nous ne rappellerons ici que les caractéristiques particulières qui ont motivé notre choix.

L'émetteur proprement dit peut couvrir de façon continue la gamme de 225 à 400 MHz. Cependant la fréquence est obtenue par multiplication à partir d'un standard de fréquences (THC-972) qui fournit 1 750 valeurs de la fréquence, échelonnées entre 25 et 44,44 MHz, et obtenues par battements entre des oscillateurs à quartz. A la sortie de l'émetteur, on dispose de 1 750 valeurs de fréquences fixes, distantes de 100 kHz.

Après cinq minutes de fonctionnement la fréquence est stable à mieux de 10 kHz près, ce qui correspond dans la gamme choisie à une précision meilleure que 3.10^{-8}.

La puissance fournie par l'émetteur est supérieure à 20 watts sur 50 ohms dans toute la bande. Cette puissance est surabondante pour l'excitation de la résonance paramagnétique électronique : nous pouvons consentir à en perdre une partie importante dans les câbles de liaisons entre émetteur et cavité résonnante. On peut ainsi placer l'émetteur à l'abri du rayonnement de SATURNE, dans la salle électronique, ce qui facilite la surveillance de l'équipement et sa maintenance. On peut également, pour bien découpler l'émetteur de l'utilisation, le faire travailler sur charge adaptée et ne prélever qu'une partie de l'énergie à l'aide d'un coupleur directif.

Par l'adjonction de filtres et par de petites modifications de câblage, nous avons pu facilement porter à 80 décibels le rapport signal /bruit de ce générateur.

5. Circuit UHF

Le circuit UHF représenté figure 2 est monté sur une platine en duralumin fixée directement sur

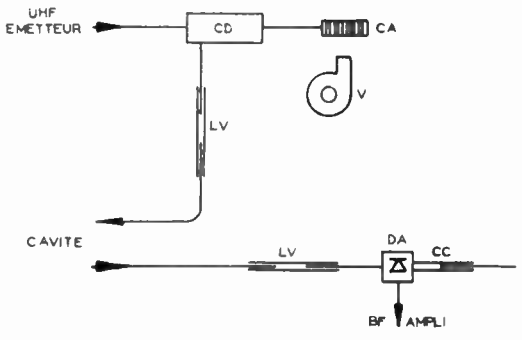


FIG. 2. — Circuit U.H.F.

CD : coupleur directif.
CA : charge adaptée.
V : ventilateur.
LV : ligne à longueur variable.
DA : détecteur accordable.
CC : piston de court-circuit.

la couronne en béton supportant l'électro-aimant de SATURNE. Nous avons donc un montage qui n'est relié au sol que par des câbles souples. On évite ainsi les vibrations qui provoqueraient des effets microphoniques.

L'émetteur relié au circuit UHF par un câble coaxial 50 ohms de 45 mètres de long travaille sur un coupleur directif CD de 10 décibels fermé sur une charge adaptée CA de 50 ohms capable de dissiper 20 watts. Cette charge est refroidie par air forcé grâce à un ventilateur V monté sur amortisseurs.

Le coupleur directif a pour rôle d'isoler l'émetteur du circuit d'utilisation afin qu'il travaille, dans tous les cas, sur une charge voisine de 50 ohms permettant de maintenir le T. O. S. à une valeur bien inférieure à 2. Le dixième de l'énergie reçue de l'émetteur est prélevé par le coupleur CD et envoyé sur la cavité résonnante par l'intermédiaire d'une ligne à longueur variable LV. La cavité travaille en transmission et le signal de sortie est appliqué par l'intermédiaire d'une seconde ligne à longueur variable sur un détecteur DA, accordé par un piston de court-circuit CC.

Un cristal 1 N 21 B détecte l'onde UHF modulée par le phénomène de résonance paramagnétique

électronique et le signal BF obtenu est envoyé sur l'amplificateur de la chaîne électronique décrite au paragraphe 7.

6. Cavité résonnante

6.1. Généralités

La cavité résonnante qui plonge dans la chambre à vide de Saturne jusqu'à la limite de la partie occupée par le faisceau, est une cavité coaxiale travaillant en quart d'onde sur le mode TEM (fig. 3).

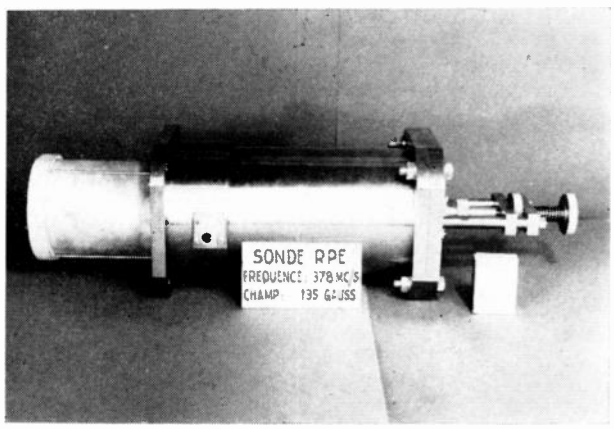


Fig. 3. — Vue d'ensemble de la cavité.

Elle est court-circuitée à une extrémité et, pour éviter les pertes par rayonnement à l'extrémité ouverte, le conducteur extérieur est prolongé de deux fois son diamètre et constitue un guide d'onde au-dessous de sa fréquence de coupure. L'échantillon de diphényl-picrylhydrazyl est fixé sur le fond de la cavité, où le champ magnétique UHF est le plus intense.

Pour conférer à cette cavité le coefficient de surtension à vide Q_0 maximum, on a choisi un rapport de 3,6 entre les rayons des conducteurs extérieur et intérieur, et l'on a cherché à augmenter au maximum ses dimensions radiales : le diamètre extérieur est imposé par la hauteur intérieure de la chambre à vide de Saturne et atteint 80 mm.

6.2. Problèmes technologiques

Les conditions de fonctionnement de cette cavité ont posé un problème technologique sévère. En effet cette cavité est destinée à la mesure d'un champ magnétique variable : elle ne peut être métallique, sous peine de perturbation importante du champ par les courants de Foucault. En outre elle est située dans une chambre à vide et doit avoir un faible dégazage. Au point de vue UHF elle doit pouvoir être accordée sous vide de façon continue de 364 à 393 MHz ; elle doit également rester accordée sur la fréquence choisie aussi longtemps qu'on le désire, donc être insensible aux variations thermiques et ne pas se déformer par fluage. Par ailleurs, elle doit avoir une bonne surtension ce qui impose une métallisation intérieure d'épaisseur de l'ordre de 20 microns. Il est bon de prévoir également une légère métallisation extérieure, car elle est voisine du faisceau de Saturne et peut recevoir des charges qu'il est préférable d'écouler à la masse.

Nous avons utilisé une cavité en quartz fondu, réalisée par les établissements Quartex. Le quartz a été choisi pour sa stabilité. Pour pouvoir métalliser correctement la cavité et obtenir un dépôt uniforme de 20 microns, la cavité est en deux parties, d'une part le conducteur extérieur, d'autre part le conducteur intérieur solidaire du fond formant plan de court-circuit.

La métallisation intérieure est obtenue en deux temps, d'abord une réduction chimique d'argent donnant une épaisseur d'une fraction de micron, puis une galvanoplastie permettant d'augmenter à volonté l'épaisseur du dépôt.

Un polissage ultérieur donne un très bon état de surface. La métallisation extérieure est obtenue simplement par réduction chimique d'argent.

L'assemblage des deux pièces en quartz métallisé s'effectue par serrage mécanique après interposition d'un joint en clinquant d'argent de 1/10 de millimètre d'épaisseur. L'accord de la cavité sur la fréquence désirée est réalisé en faisant varier la longueur du conducteur intérieur au moyen d'un piston coulissant. Le réglage possible est de $\pm$ 12,5 millimètres ce qui conduit à une variation de fréquence de $\pm$ 17 MHz autour de la fréquence centrale de 378 MHz. La partie utile de la cavité, réalisée en quartz, est logée dans la chambre à vide, et pour éviter toute contrainte importante sur le quartz, l'intérieur de la cavité est en liaison directe avec la chambre à vide. Le piston coulissant d'accord étant sous vide et sa commande devant se faire de l'extérieur de la chambre, l'étanchéité est assurée par un joint Wilson (fig. 1).

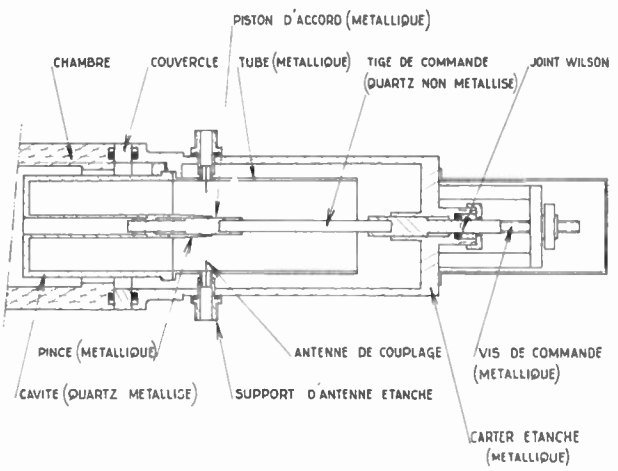


Fig. 4. — Vue en coupe de la cavité.

L'échantillon sensible est constitué par 30 grammes de diphényl-picrylhydrazyl logés dans une enceinte toroïdale en verre scellée sous vide primaire. La cavité travaille en transmission ; les couplages sont du type électrique et réalisés par deux antennes

diamétralement opposées. Le coefficient de surtension en charge de la cavité est de 500 et les signaux de résonance paramagnétique électronique réglables de 50 à 80 millivolts suivant la puissance UHF injectée dans la cavité.

7. Dispositif électronique

La chaîne électronique se compose des cinq éléments suivants (fig. 5) :

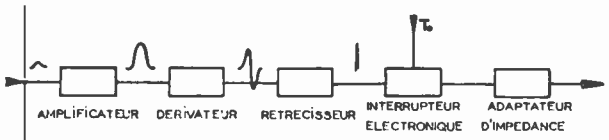


Fig. 5. — Chaîne électronique.

7.1. un préamplificateur,

7.2. un dérivateur,

7.3. un rétrécisseur de raie,

7.4. un interrupteur électronique,

7.5. un adaptateur d'impédance,

qui permettent à partir du signal brut de résonance paramagnétique électronique sortant du cristal détecteur, de fournir l'impulsion normalisée capable de déclencher l'intégrateur.

7.1. Préamplificateur

Pour être transmis en salle électronique où se trouve rassemblé le matériel de mise en forme de l'impulsion, le signal de résonance paramagnétique électronique est d'abord amené à une amplitude de l'ordre du volt. L'amplificateur, de gain 20, stabilisé par contre-réaction a une bande passante de 100 Hz à 60 kHz capable de transmettre correctement le signal de résonance paramagnétique électronique assimilé à une courbe de Gauss.

D'abord réalisé avec des tubes à vide classiques, cet amplificateur est maintenant équipé de transistors.

7.2. Dérivateur

Le dérivateur est destiné à permettre un repérage précis du maximum de la courbe de résonance paramagnétique électronique. A cet effet, on effectue électroniquement la dérivation de ce signal par rapport au temps : au maximum correspond le passage par zéro de la tension de sortie du dérivateur.

Il est constitué par un amplificateur dont la boucle de contre-réaction est un réseau intégrateur RC. Sa réponse est proportionnelle à la fréquence pour la bande de 100 Hz à 80 kHz.

Le bruit de fond de l'amplificateur est inférieur à 100 millivolts pour un signal utile de 80 volts, ce qui donne un rapport signal/bruit de 60 décibels.

Le signal de sortie du dérivateur passe de – 40 V à + 40 V avec une pente moyenne d'un volt par microseconde. Pour obtenir la précision relative nécessaire de 2.10^{-4}, avec une vitesse de variation de champ dans l'électro-aimant de 20 000 gauss/s, il faut déterminer le passage par zéro de cette dérivée avec une erreur inférieure à un volt.

7.3. Rétrécisseur de raie

Le système employé pour donner une impulsion au moment du passage de la dérivée par zéro nous a été suggéré par un montage qui permet en régime quasi-statique de discriminer le passage d'une tension par zéro à quelques millivolts près [6].

Ce montage comporte deux tubes dont les couplages plaque-grille se font par l'intermédiaire d'un pont de diodes à cristal de germanium. La tension dont on veut discriminer le passage par zéro agit sur ce pont comme un paramètre : suivant son sens elle bloque ou débloque certaines diodes du pont, et agit ainsi sur la configuration du circuit de liaison des tubes. Avant son passage par zéro, elle impose au circuit une structure d'amplificateur à réaction négative. Dès son passage par zéro, elle impose une structure à réaction positive du type multivibrateur : une oscillation de relaxation prend alors brutalement naissance.

Nous avons résolu quelques problèmes liés au fonctionnement de ce circuit en régime dynamique (effets de polarisation des diodes, problèmes de constantes de temps, etc.) et obtenu que le front de la première oscillation de relaxation coïncide avec le passage par zéro de la tension de sortie du dérivateur à mieux de 0,2 microseconde près.

7.4. Interrupteur électronique

Le champ dans l'entrefer de Saturne passe deux fois par cycle par la valeur de déclenchement voisine de 135 gauss. Seul le signal obtenu lors de la montée de champ est utile ; l'autre est éliminé à l'aide d'un interrupteur électronique. Cet interrupteur est fermé au début du cycle magnétique par une impulsion extérieure T_0 et il est ouvert par le signal rétréci lui-même.

7.5. Adaptateur d'impédance

C'est un cathode follower travaillant sur transformateurs à écrans. Il permet de fournir sur 75 ohms, en positif ou en négatif, les impulsions de déclenchement normalisées.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. Taillet — Le dispositif accélérateur de Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 523.

[2] A. Gabet, J. Martin — Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 530.

[3] B. Chiron, R. Schoen — Le maître-oscillateur de Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 537.

[4] J.L. Symonds — Methods of measuring strong magnetic fields, *Reports on Progress in Physics*, vol. 18, 1955, p. 83.

[5] R. Gabillard — Appareillage de type *B*, rapport CERN, PS/RGb 9.

[6] M.C. Holtje — General Radio Experimenter, nov. 1955.

Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne

PAR

A. GABET (1)
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

et

J. MARTIN
Société d'Electronique et d'Automatisme

1. Diagramme général

La chaîne de calcul analogique est destinée à fournir au maître-oscillateur [1] un courant variable asservi au champ magnétique de SATURNE afin de commander une variation de fréquence liée au champ magnétique par la relation :

$$F = \frac{n\,c}{2\pi r_0 + 4\,l_0} \cdot \frac{B}{\sqrt{\left(\frac{m_0 c}{e\,r}\right)^2 + B^2}} \qquad (1\text{-}1)$$

où :

- n représente l'harmonique de la fréquence de rotation des protons : $n = 2$;
- c la vitesse de la lumière : $c = 3.10^{10}$ cm/s ;
- r_0 le rayon d'un secteur magnétique : $r_0 = 845$ cm ;
- l_0 la longueur d'une section droite : $l_0 = 400$ cm ;
- $\frac{e}{m_0}$ le rapport charge/masse du proton : $\frac{e}{m_0} = 0{,}958.10^4$;
- B le champ magnétique

Avec ces valeurs numériques, la relation (1 - 1) s'écrit :

$$F\ (\text{MHz}) = \frac{8{,}702\ B}{\sqrt{13{,}816 + B^2}} \qquad (1\text{-}2)$$

B devant être exprimé en kilogauss.

Les tolérances à respecter sur la loi de fréquence sont de l'ordre de 10^{-3} pendant les 200 premières millisecondes de l'accélération et de 5.10^{-3} pendant le reste du cycle. Nous avons en conséquence été amenés à réaliser des éléments dont la précision de réglage et la stabilité atteignent 10^{-4} avec un rapport signal/bruit très élevé.

Le diagramme général de la chaîne de calcul analogique fait apparaître les sous-ensembles suivants (fig. 1) ;

- un interrupteur électronique,
- un intégrateur,

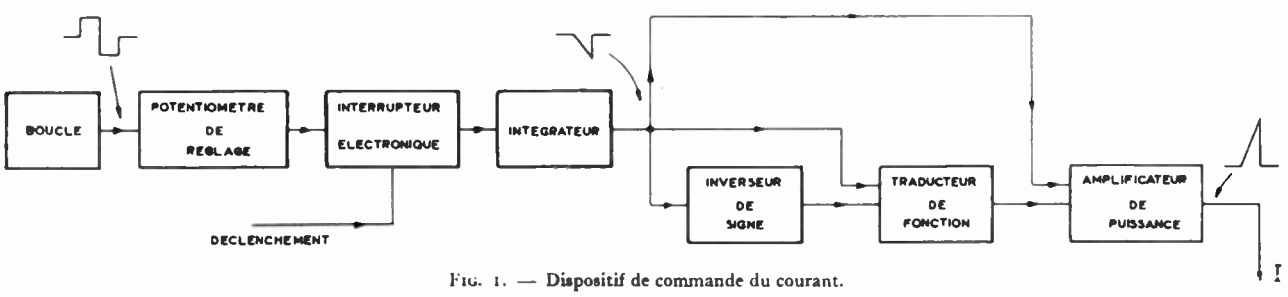


FIG. 1. — Dispositif de commande du courant.

- un inverseur de signe,
- un traducteur de fonction,
- un amplificateur de puissance.

2. Boucle de mesure

La boucle de mesure est placée dans l'entrefer de l'électro-aimant. Elle comprend deux spires par

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

quadrant, noyées dans les deux nappes d'enroulements correcteurs situées au-dessous et au-dessus de la chambre à vide. Elle est constituée par un câble coaxial de 4,5 mm de diamètre extérieur placé à l'intérieur d'un tube de cuivre rouge de 6 mm de diamètre. Ce tube, ainsi que la gaine blindée du câble coaxial, sont coupés en un point de façon à ne pas constituer une spire en court-circuit autour de la boucle de mesure. Aucun point de la boucle ni de son blindage ne sont réunis à la masse de l'aimant. La sortie de la boucle et le blindage sont amenés à la salle électronique (à l'entrée de l'intégrateur) au moyen d'un câble coaxial à deux conducteurs.

Ainsi constituée, la boucle a une résistance de l'ordre de 20 ohms, une inductance d'environ 5 mH, une capacité répartie de l'ordre de 200 pF et sa résonance propre n'est pas gênante. Lorsque la pente de montée du champ est à sa valeur nominale correspondant à 20 kGs/s, la tension recueillie aux bornes de la boucle est d'environ 45 volts. L'efficacité du blindage est telle que la tension parasite induite est inférieure à 10 microvolts.

Pour permettre le choix précis de la valeur de la tension à appliquer à l'entrée de l'intégrateur, nous avons placé à la sortie de la boucle un potentiomètre hélicoïdal de 50 kΩ. Il permet de définir la tension appliquée à l'entrée de l'intégrateur à mieux de 10^{-3} avec une stabilité supérieure à 10^{-4}.

3. Interrupteur électronique

L'interrupteur électronique a pour rôle l'application, à un instant précis t_0, de la tension de la boucle à l'entrée de l'intégrateur. Ce temps t_0 est défini par l'instant où le champ magnétique passe par une valeur prédéterminée B_0 de l'ordre de 135 gauss. Quand le champ magnétique atteint cette valeur, un équipement de mesure du champ, basé sur le principe de la résonance électronique, fournit une impulsion de déclenchement de l'interrupteur [2].

L'interrupteur électronique doit transmettre la tension de la boucle avec une stabilité supérieure à 10^{-4} pendant sa période de non-conduction.

Nous avons réalisé un interrupteur symétrique à diodes dont le schéma de principe est indiqué fig 2.

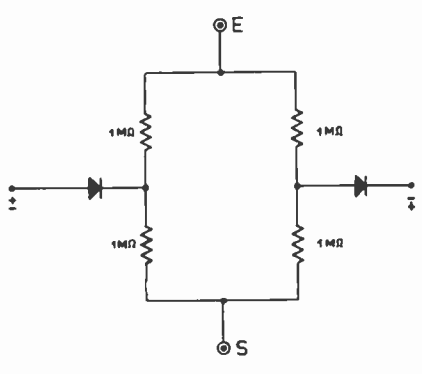


FIG. 2. — Schéma de principe de l'interrupteur électronique.

Lorsque l'interrupteur est fermé, les diodes sont bloquées et présentent une résistance inverse supérieure à 10^{10} ohms. L'impédance de l'interrupteur étant de 10^6 ohms, il en résulte un signal parasite sur chaque branche inférieur à 10^{-4} que la symétrie de l'interrupteur rend par ailleurs tout à fait négligeable en sortie. Lorsqu'il est ouvert, l'interrupteur transmet un signal parasite inférieur à 10^{-3} de la tension d'entrée. Afin d'éviter une erreur importante due à ce signal, un relais rapide SEA, placé à l'entrée de l'intégrateur, débranche la sortie de l'interrupteur pendant la période de repos du cycle. Ce relais ayant un temps de réponse inférieur à 500 μs, l'interrupteur n'est rebranché que 1 ms avant le début de l'intégration.

Les tensions de commande des diodes sont fournies par une bascule bistable commandée par l'impulsion de déclenchement de l'interrupteur. La bascule a un temps de réponse inférieur à 0,5 μs. Des limiteurs à diodes permettent d'obtenir, en sortie de la bascule, des tensions de commande stables à mieux de 1 %.

L'interrupteur a une constante de temps inférieure à 2 μs avec une stabilité de ± 0,5 μs.

4. Intégrateur

4.1. Spécifications

L'intégrateur a pour but de produire une image fidèle du champ magnétique, à une constante près définie par l'instant t_0 de fermeture de l'interrupteur électronique.

Le temps de montée du champ magnétique étant de l'ordre de 0,7 s, la tension recueillie aux bornes de la boucle pendant ce temps est voisine de + 45 V.

Les particules sont injectées dans le synchrotron au moment où le champ magnétique atteint une valeur de l'ordre de 325 gauss. Il s'écoule en conséquence un temps de l'ordre de 10 ms entre l'instant t_0 de fermeture de l'interrupteur et l'instant t_1 d'injection des particules. L'intégrateur aura la précision recherchée de 10^{-4} si, k étant une constante ayant la dimension d'une tension divisée par un champ, la tension de sortie est telle que l'on ait :

$$k\,B(t)\,[1 - 10^{-4}] < V_1(t) + \beta < k\,B(t)\,[1 + 10^{-4}] \qquad (4\text{-}1)$$

de $t_1 = 10$ ms à $t_2 = 0{,}7$ s.

La tension d'entrée de l'intégrateur étant d'environ 40 V, si nous adoptons une constante de temps d'intégration $RC = 0{,}2$ s, la tension de sortie, au bout de 10 ms, sera de 2 volts. La condition (4-1) implique alors que la dérive de sortie de l'intégrateur soit corrigée de telle sorte qu'au début de chaque cycle la tension de sortie soit reproductible à 200 microvolts près.

4.2. Projet

4.2.1. *Détermination du gain A_0*

Pour déterminer le gain A_0, nous examinerons le fonctionnement d'un intégrateur classique, type intégrateur de Miller, dont le schéma est représenté fig. 3.

On démontre facilement [3] que la réponse à un échelon unité d'un tel élément a pour expression, si nous ne tenons pas compte de la bande passante de l'amplificateur :

$$U_s(t) = -A_0\left(1 - e^{-\frac{t}{(A_0+1)RC}}\right)$$

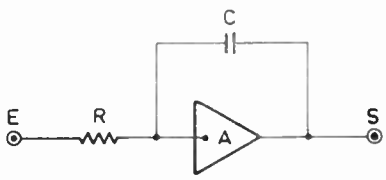


FIG. 3. — Intégrateur de Miller.

Un développement en série limitée de cette expression nous donne :

$$U_s(t) = \frac{A_0}{A_0+1}\,\frac{t}{RC} + \frac{1}{2}\,\frac{A_0}{(A_0+1)^2}\left(\frac{t}{RC}\right)^2 + \ldots \qquad (4\text{-}3)$$

L'intégrale correcte étant $-\frac{t}{RC}$, l'erreur relative, en valeur absolue, a pour expression :

$$\varepsilon_r = \frac{1}{A_0+1} + \frac{1}{2}\,\frac{A_0}{(A_0+1)^2}\,\frac{t}{RC} + \ldots \qquad (4\text{-}4)$$

Le premier terme donne une erreur sur la pente dont on peut tenir compte dans le réglage de la valeur de la tension d'entrée de l'intégrateur. Il sera toutefois nécessaire de réaliser un gain A_0 suffisant (de l'ordre de 10^4) pour que les variations de A_0 n'influent pas sur la stabilité à long terme de l'intégrateur. Le second terme donne une erreur relative proportionnelle au temps qui, avec $RC = 0{,}2$ et $t_{max} = 0{,}7$ s, est inférieure à $\frac{2}{A_0}$ ce qui nécessite de réaliser un gain de l'ordre de 20 000 pour tenir la précision de 10^{-4} recherchée.

4.2.2. *Bande passante*

Dans un intégrateur électronique, la bande passante est généralement surabondante. Nous pouvons admettre que la fonction de transfert de l'amplificateur est de la forme $\frac{A_0}{1+T_0 p}$ où A_0 est le gain en continu et T_0 la première constante de temps. Cette forme approchée permet une bonne approximation pour la détermination de la bande passante nécessaire étant donné que, pour assurer la stabilité de l'intégrateur, la seconde constante de temps de l'amplificateur doit obligatoirement être très éloignée de T_0.

En examinant alors la réponse de l'intégrateur à un échelon unité, on constate facilement qu'une constante de temps $T_0 = 1$, avec un gain A_0 de 20 000 n'apporte qu'une erreur inférieure à 10^{-6} après 1 ms de temps d'intégration, ce qui est tout à fait négligeable.

4.2.3. *Remise à zéro*

Il est nécessaire, comme nous l'avons vu précédemment que la tension de sortie de l'intégrateur soit inférieure à ± 200 microvolts à chaque départ d'intégration. Le fonctionnement cyclique de l'intégrateur, avec une période de repos plus grande que la période utile, celle-ci ne dépassant pas 1 seconde, nous a incité à adopter comme solution le recentrage automatique de l'amplificateur pendant le temps de repos de chaque cycle. Pour tenir une précision d'intégration de $\pm 10^{-4}$, il est nécessaire que la dérive pendant l'intégration soit inférieure à 20 mV/s. Un amplificateur à liaisons directes, alimenté avec des tensions stabilisées, les tensions de chauffage des tubes étant elles-mêmes stabilisées, aura une dérive nettement inférieure à cette valeur. Le problème à résoudre est donc le recentrage du zéro à mieux de 200 microvolts près.

4.3. RÉALISATION

Le schéma synoptique de l'intégrateur est indiqué figure 4.

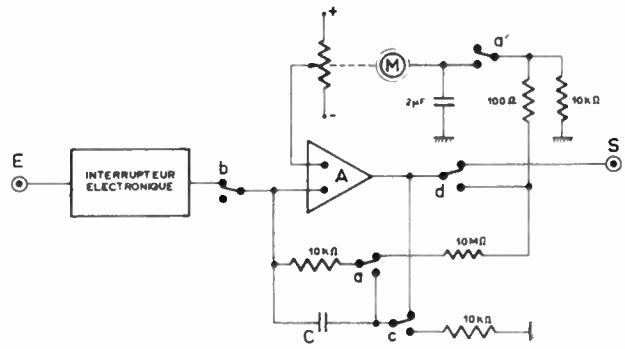


FIG. 4. — Schéma de principe de l'intégrateur.

L'amplificateur A a un gain de l'ordre de 20 000 en continu. C'est un amplificateur à entrée symétrique et sortie par « cathode-follower ». L'interrupteur électronique a une résistance équivalente de 1 MΩ constituant la résistance d'intégration. La capacité d'intégration C, constituée par un condensateur au polystyrol à résistance d'isolement élevée et très faible charge résiduelle, a une valeur de 0,2µF. Cette capacité est déchargée à travers une résistance de 10 kΩ pendant la période de repos du cycle.

La remise à zéro est effectuée de la façon suivante. Pendant la période de repos, l'amplificateur étant en chaîne ouverte, on connecte la sortie aux bornes d'un moteur à courant continu commandant un potentiomètre alimenté par deux tensions symétriques stables. Le curseur de ce potentiomètre est relié à l'une des grilles d'entrée de l'amplificateur, ce qui tend à ramener à zéro la tension de sortie de l'amplificateur. La précision de l'opération est limitée par le gain de l'amplificateur et le seuil du moteur

utilisé. Ce dernier ayant un seuil de l'ordre du volt et l'amplificateur ayant un gain de 20 000, le recentrage est réalisé à ± 50 microvolts près. Le schéma de principe de commutation est indiqué figure 4. Il comprend cinq relais rapides commandés par des bascules bistables elles-mêmes déclenchées par des impulsions de cadencement.

Pour réduire au minimum les bruits en sortie de l'intégrateur, toutes les tensions d'alimentation et de chauffage des tubes sont régulées et soigneusement filtrées. Tous les circuits de masse sont séparés et réunis en étoile en un seul point.

4.4. Performances

L'intégrateur a une précision d'intégration et une fidélité supérieures à 10^{-4}. La dérive en sortie est inférieure à ± 50 microvolts au début de chaque cycle d'intégration. Les bruits sont inférieurs à 20 microvolts dans la bande 0-1 kHz et à 50 microvolts dans la bande 0-10 kHz.

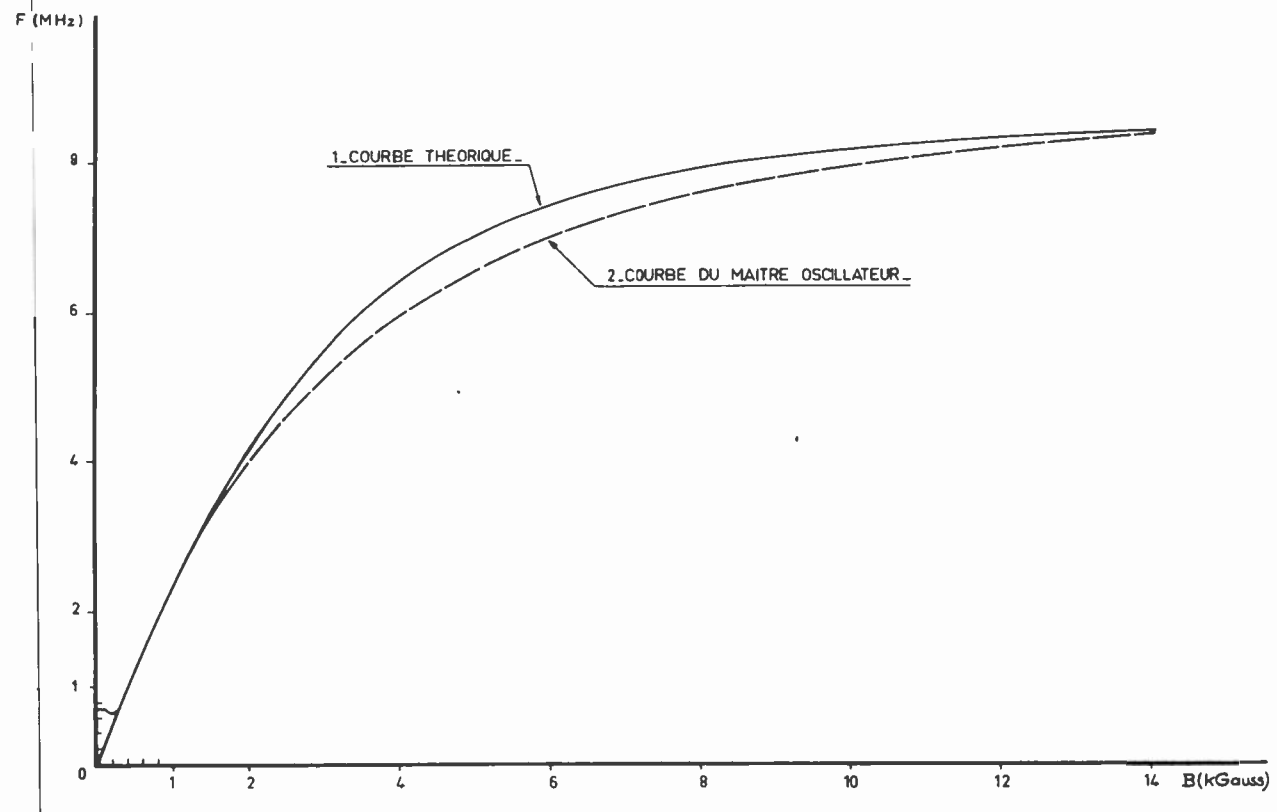


Fig. 5. — Courbes $F = (B)$

5. Traducteur de fonction

5.1. Spécifications

La courbe théorique de la fréquence en fonction du champ magnétique correspondant à la formule (1-2) est représentée figure 5, courbe 1. Les constructeurs du maître-oscillateur ont su faire en sorte que la courbe $f = \varphi(I)$, soit $f = \varphi(kB)$, du maître-oscillateur (courbe 2) se rapproche suffisamment de cette loi théorique. Le rôle du traducteur de fonction est d'effectuer de petites corrections du courant I de façon à pouvoir superposer le plus exactement possible ces deux courbes afin d'assurer le respect de la loi théorique avec la précision recherchée (cf. § 1).

5.2. Projet

Différentes solutions s'offraient à nous pour le choix du type de traducteur de fonction à réaliser. Nous pouvions, comme à Brookhaven [4], utiliser un montage en série dans la chaîne, entre l'intégrateur et l'amplificateur, mais il était alors nécessaire d'obtenir sur cet ensemble non linéaire une précision identique à celle des autres éléments de la chaîne. Nous avons préféré réaliser une chaîne parallèle, ce qui nous permettait, vu que les corrections à effectuer ne dépassent pas 10 % du courant principal, de n'obtenir sur le traducteur de fonction qu'une précision de 10^{-3}, c'est-à-dire dix fois moins que celle requise sur les autres éléments. Il nous fallait alors trouver un montage permettant de réaliser des corrections dans les deux sens, c'est-à-dire susceptible d'agir sur le courant de sortie de l'amplificateur soit dans le sens de l'augmentation de ce courant, soit dans celui de la diminution. Notre souci principal a été, quitte à rendre plus complexe le schéma, de réaliser un appareillage d'exploitation facile et suffisamment souple pour que l'affichage des paramètres soit simple et rapide.

Le schéma de principe d'un élément type est indiqué figure 6. Supposons que V soit une tension positive réglée à une valeur V_1 au moyen du potentiomètre P_1 et que E_1 soit une tension négative croissant, en valeur absolue, en fonction du temps (E_1 est la tension de sortie de l'intégrateur). Tant que $|E_1|$ est inférieure à $|V_1|$, l'élément ne transmet aucun signal. Lorsque $|E_1|$ sera supérieure ou égale à $|V_1|$, la diode sera conductrice et un signal de correction sera transmis à l'amplificateur de courant.

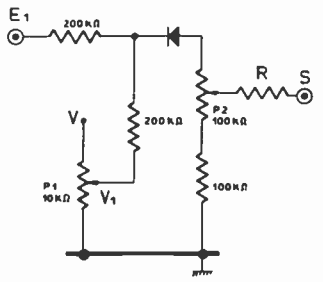


FIG. 6. — Schéma de principe d'un réseau du traducteur de fonction.

Nous voyons donc qu'un réseau de ce type, à partir d'un certain seuil de tension V_1 déterminé par la position du potentiomètre P_1, dit potentiomètre de réglage de seuil, apporte une correction de courant dans le sens d'une augmentation de ce courant. Le potentiomètre P_2, dit potentiomètre de réglage de pente, permet de régler l'importance de la correction effectuée.

Si, au contraire nous voulons agir dans le sens de la diminution du courant, il suffit d'inverser le sens de la diode, de remplacer la tension positive de référence V par une tension négative et d'appliquer à l'entrée du réseau une tension E_2 positive croissant, en valeur absolue, en fonction du temps. Pour obtenir cette tension E_2, il suffit d'intercaler entre la sortie de l'intégrateur et l'entrée du réseau un inverseur de signe de gain -1. Cet inverseur de signe devra avoir des performances (précision, stabilité, bruits et dérive) identiques à celle de l'intégrateur. Sa réalisation est en tous points identique à celle de l'intégrateur, la capacité d'intégration étant ici remplacée par une résistance de 1 MΩ.

5.3. Réalisation

Le problème le plus délicat à résoudre pour la réalisation était le choix du type de diodes à utiliser Ces diodes doivent avoir une résistance inverse élevée et un seuil de conduction stable en tension. Après de nombreux essais sur des diodes thermoïoniques d'une part et des diodes à cristal de silicium d'autre part, notre choix s'est porté sur ces dernières et nous avons adopté le type 1 N 352 pour la réalisation des réseaux. Ces diodes, à 25 °C, ont une résistance directe de l'ordre de 50 Ω, une résistance inverse supérieure à 10^9 Ω et un point de Zeener de l'ordre de 170 V. Elles ont un seuil de conduction de l'ordre de 0,5 V, la variation de ce seuil étant d'environ 2 mV par degré centigrade de variation de température.

Toutes les résistances entrant dans la composition des réseaux sont des résistances bobinées de précision. Les potentiomètres de réglage sont du type hélicoïdal et bobinés. Les tensions de référence V ont une valeur de + ou — 100 volts. Ce sont des tensions hautement stabilisées pilotées par pile étalon, la stabilisation à long terme étant supérieure à 10^{-4}.

Des blocs de commutation enfichables permettent un choix facile du réseau à utiliser (augmentation ou diminution du courant). Ces blocs commutent l'entrée E, la tension de référence + ou — V et inversent le sens de la diode.

5.4. Performances

Quinze réseaux ont dû être utilisés pour assurer avec précision la loi champ-fréquence imposée. Nous avions pensé au départ thermostater les diodes pour assurer une plus grande stabilité. Cette précaution s'est avérée inutile à la suite des essais de stabilité effectués sur les réseaux une fois montés. Nous avons trouvé une stabilité à long terme, mesurée sur une période de fonctionnement de 500 heures, supérieure à 2.10^{-4}.

Le réglage du traducteur de fonction est relativement aisé. Les réseaux étant absolument indépendants les uns des autres, il est toujours possible de retoucher un seuil ou une pente sans réaction sur les autres reglages. Des compte-tours liés à chacun des potentiomètres assurent un repérage facile du seuil et de la pente de chaque réseau.

6. Amplificateur de puissance

6.1. Spécifications

L'amplificateur de puissance doit délivrer le courant nécessaire à la saturation du noyau de ferrite du maître-oscillateur. Ce courant doit avoir une valeur constante et stable $I_o = -26{,}37\ (1 \pm 10^{-4})$ mA pendant le temps de repos et une valeur maximum $I_{max} = 5$ A à la fin de la période d'accélération.

6.2. Projet

Le fait que l'amplificateur doit débiter un courant stable pendant la période de repos nécessite la réalisation d'un amplificateur à contre-réaction totale et à correction de dérive permanente. Le schéma de principe d'un tel amplificateur est indiqué figure 7 où A_1 est un amplificateur à vibreur à faible dérive et bande passante étroite, de gain G_1, et A_2 un amplificateur continu à entrée symétrique et large bande passante, de gain G_2.

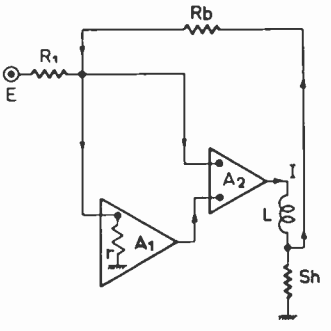


FIG. 7. — Schéma de principe de l'amplificateur de puissance.

Dans ce montage, le courant débité a pour expression :

$$I = -\frac{R_b + Sh}{R_b\, Sh} \cdot \frac{R_b}{R_1}\left[1 - \frac{1}{G}\left(1 + \frac{R_b}{R_1} + \frac{R_b}{r}\right)\right] E \qquad (7\text{-}1)$$

formule dans laquelle $G = G_1 \cdot G_2$.

Les variations du courant débité en fonction des variations de gain des amplificateurs ont alors pour expression :

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta G}{G}\,\frac{1 + \frac{R_b}{R_1} + \frac{R_b}{r}}{G} \qquad (7\text{-}2)$$

Par ailleurs, si ε_1 représente la dérive en tension, rapportée à l'entrée, de l'amplificateur A_1, et ε_2 celle de l'amplificateur A_2, la dérive en courant a pour expression :

$$i = \frac{1}{Sh}\left(\varepsilon_1 + \frac{\varepsilon_2}{G_1}\right)\frac{R_b + R_1}{R_1} \qquad (7\text{-}3)$$

La dérive d'un amplificateur à vibreur étant de 100 à 1 000 fois plus faible que celle d'un amplificateur continu, nous adopterons pour G_1 un gain de l'ordre de 1 000 afin que la dérive totale ne soit pas supérieure à celle de l'amplificateur à vibreur. En outre, afin d'obtenir une stabilité de 10^{-4} sur le courant, nous choisirons un gain G de l'ordre de 30 000 avec des valeurs de résistances égales pour R_b, R_1 et r car nous pouvons admettre que la variation relative de gain $\frac{\Delta G}{G}$ est inférieure à l'unité. A cause des nécessités de bande passante ce gain de 30 000 devra être réalisé en totalité par l'amplificateur A_2 quel que soit par ailleurs le gain de l'amplificateur à vibreur. La bande passante, déterminée par le fait que le courant débité doit varier linéairement de 0 à 5 A pendant une seconde doit en effet être supérieure à 1 kHz.

Nous n'insisterons pas sur les difficultés et les problèmes de stabilité rencontrés dans la réalisation d'un tel amplificateur, de nombreux articles ayant paru sur ce sujet ces dernières années [5], [6]. Nous rappellerons simplement que la stabilité du système sera assurée si l'amplificateur à vibreur a une courbe de réponse chutant à 6 dB/octave jusqu'au gain unité et si ce gain unité est atteint avant que l'amplificateur A_2 ne commence lui-même à chuter.

6.3. Réalisation

Le schéma synoptique de l'amplificateur est indiqué figure 8. Nous allons en décrire succinctement chacun des éléments constitutifs.

6.3.1. *Shunt de mesure*

Le shunt de mesure doit être particulièrement soigné, car c'est de lui que dépend la précision. Le shunt utilisé a une valeur de 20 Ω. C'est une résistance en manganine plongée dans un bain d'huile. Une circulation d'eau par serpentin assure le refroidissement de l'huile qui est brassée par un agitateur actionné par un moteur électrique. En maintenant un débit d'eau de l'ordre de 10 litres par minute, l'élévation de température maximum est inférieure à 2 °C en fonctionnement permanent.

6.3.2. *Chaîne d'amplification*

La chaîne d'amplification comprend :

— un amplificateur à vibreur ou correcteur de dérive,

— un amplificateur continu,

— un amplificateur de puissance.

L'amplificateur à vibreur utilisé est un « millivoltmètre-potentiomètre électronique type Speedomax » construit par la Société M.E.C.I. dont nous avons modifié les connexions de façon à pouvoir l'utiliser en amplificateur. Dans cet appareil, la

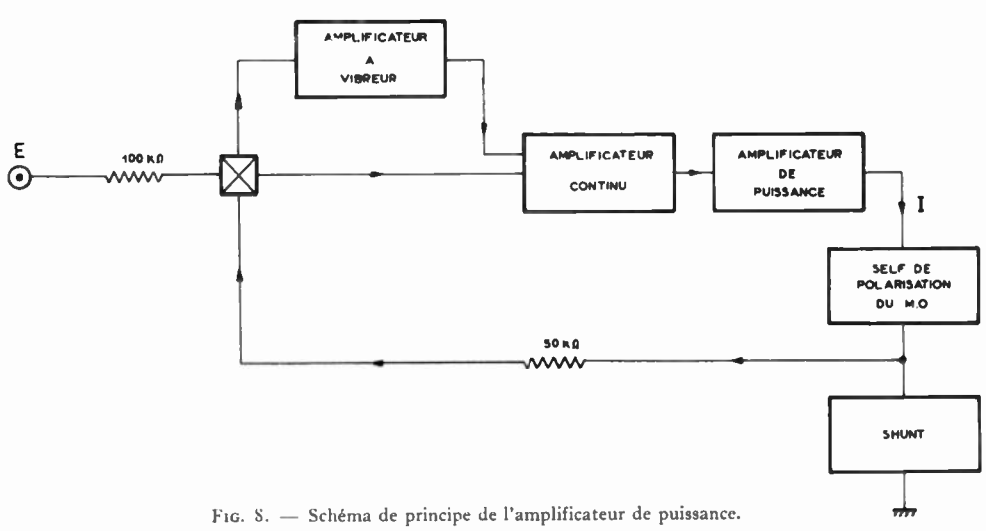


FIG. 8. — Schéma de principe de l'amplificateur de puissance.

modulation du signal d'entrée est effectuée par un vibreur électromécanique en montage symétrique, la démodulation s'effectuant au moyen d'un moteur biphasé 50 Hz. Ce moteur actionne un potentiomètre de précision à point milieu alimenté par une pile sèche, la tension recueillie sur le curseur étant comprise entre – 10 et + 10 mV. En continu, l'amplificateur a évidemment un gain infini dû à la présence du moteur, le gain unité étant situé vers 5 Hz. La dérive à long terme, rapportée à l'entrée, est inférieure à 10 microvolts. L'utilisation d'un moteur comme démodulateur et d'une pile pour l'alimentation du potentiomètre réduit les bruits en sortie à un niveau tout à fait négligeable.

L'amplificateur continu a un gain d'environ 200 000 en continu et une bande passante de 5 kHz. Il est constitué de deux étages différentiels utilisant chacun une double triode du type E 80 CC suivis de trois étages dissymétriques utilisant chacun une pentode du type E 80 F et d'une double triode du type E 80 CC en montage « cathode-follower ».

L'amplificateur de puissance est constitué par un étage « cathode-follower » composé de 25 doubles triodes du type E 6 080 montées en parallèle. Cet ensemble peut ainsi débiter un courant permanent de 6 ampères.

6.3.3. *Courant de repos*

Nous avons vu que, pendant la période de repos du cycle d'accélération, l'amplificateur devait délivrer un courant permanent de – 26,37 mA. Pour réaliser ce débit, une tension de référence, stable à mieux de 10^{-4}, est branchée à l'entrée de l'amplificateur au moyen d'une résistance de sommation de précision. Un potentiomètre de précision, du type hélicoïdal, permet un réglage précis de la tension appliquée et, par voie de conséquence, du courant débité par l'amplificateur.

6.3.4. *Alimentation*

De façon à réduire au minimum les bruits parasites, tous les tubes de l'amplificateur sont chauffés par l'intermédiaire d'alimentations continues, même les tubes de puissance. Toutes les tensions d'alimentation sont stabilisées et soigneusement filtrées.

6.4. PERFORMANCES

L'amplificateur réalisé a une fidélité et une précision supérieures à 10^{-4}. La dérive à long terme est inférieure à $\pm$ 2 μA (40 μV aux bornes du shunt). Les bruits sont inférieurs à 2 μA dans la bande 0 - 1 kHz et à 5 μA dans la bande 0 – 10 kHz.

7. Performances d'ensemble de la chaîne

La chaîne de calcul analogique ainsi constituée a une précision et une stabilité supérieures à 3.10^{-4}. En particulier, pendant la période de repos du cycle d'accélération, le courant I_o débité par l'amplificateur a une stabilité à long terme supérieure à 10^{-4}. Les bruits en sortie, mesurés aux bornes du shunt de mesure, sont inférieurs à 40 microvolts dans la bande 0 – 1 kHz et à 100 microvolts dans la bande 0 – 10 kHz. Cette performance en particulier n'a pu être obtenue que par un câblage soigné des circuits de masse des différents organes constituant la chaîne, les points de masse respectifs de ces organes étant ramenés séparément, en étoile, au pied du shunt de mesure de l'amplificateur de puissance.

Cette réalisation résulte d'une étroite et fructueuse collaboration entre le Commissariat à l'Energie Atomique, Service de Physique Appliquée, maître d'œuvre de l'ensemble de la haute fréquence de Saturne, et la Société d'Electronique et d'Automatisme qui a conçu et réalisé l'interrupteur électronique, l'intégrateur et le traducteur de fonction. Le C.E.A. a fait une partie des études préalables au choix du type de traducteur de fonction et a conçu et réalisé un modèle de l'amplificateur de puissance, mis ensuite sous forme industrielle par la S.E.A.

Nous tenons à remercier ici tous ceux qui ont apporté leur contribution à cette collaboration.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CHIRON B. et SCHOEN R. — Le maître-oscillateur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 537.

[2] DAGAI M., LECOMTE J. et RASTOIX G. — Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 526.

[3] GRAY J.W. dans *Electronic Instruments*, ch. 4, p. 79, Mc Graw Hill, New-York, 1948.

[4] BLEWETT J.P., ROGERS E.J., and SWARTZ C.E. — *Rev. of. Sci. Inst.*, 24, 9, 1953, p. 782.

[5] WILLIAMS, TARPLEY and CLARK. — *Trans. Am. Inst. Elec. Engrs*, 67, 1948, p. 47.

[6] GOLDBERG E.A. — *RCA Review*, juin 1950, p. 296.

Le maître-oscillateur de Saturne

PAR

B. CHIRON

Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, Paris

et

R. SCHOEN (1)

Service de Physique Appliquée

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Pour que le faisceau de protons, durant toute son accélération, se maintienne sur l'orbite moyenne, nous avons vu qu'il est nécessaire, entre autres, que la fréquence f de la tension accélératrice respecte, à chaque instant, une relation de la forme :

$$f = \frac{aB}{\sqrt{b + B^2}}$$

(B étant la valeur instantanée du champ magnétique dans l'entrefer de l'aimant), relation qui a été détaillée et représentée plus haut.

Au cours de chaque cycle d'accélération, cette fréquence varie ainsi de 760 kHz à 8,5 MHz environ. La vitesse de cette variation est grande, notamment au début du cycle où elle atteint 50 MHz/s.

De l'étude théorique du fonctionnement du synchrotron, il résulte que l'écart admissible entre la fréquence réelle de la tension accélératrice et cette fréquence théorique est très faible. Au début de chaque cycle d'accélération, en particulier, l'erreur relative de fréquence doit être au plus de l'ordre du millième.

Il y a lieu de remarquer que, du fait de la conception de l'aimant de SATURNE et de son alimentation, le champ magnétique auquel sont soumis les protons n'est pas nécessairement reproductible de cycle en cycle. Le générateur de fréquence devra donc être asservi au champ magnétique seul, sans que le paramètre « temps »ait une influence sur la fréquence produite.

Ce générateur ou « maître-oscillateur » comporte un circuit résonnant LC dans lequel l'inductance est bobinée sur un noyau de ferrite. Un circuit auxiliaire convenable parcouru par un courant de commande permet d'amener ce noyau à des états de saturation magnétique variables, et d'en modifier ainsi la perméabilité. La fréquence de résonance du circuit LC est dès lors asservie au courant parcourant le circuit de saturation.

(1) Actuellement, à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

La partie électronique du maître-oscillateur (figure 1), inspirée du montage utilisé à Berkeley [1], comprend essentiellement une triode oscillatrice suivie de séparateurs et de transformateurs à écrans.

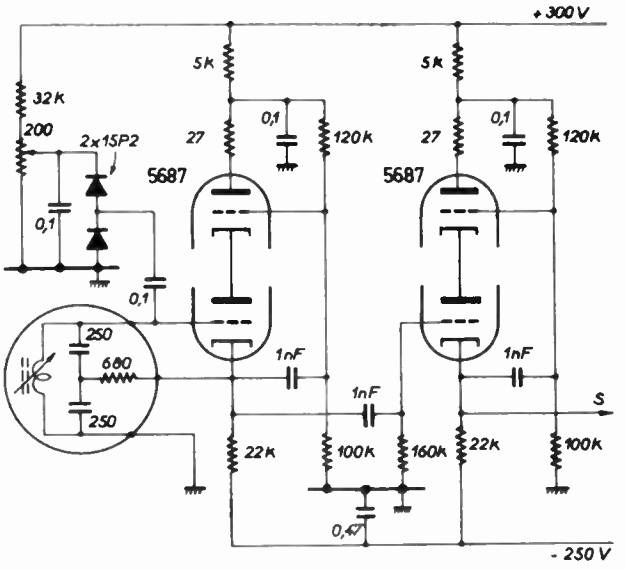


FIG. 1. — Schéma de principe de l'oscillateur et du premier séparateur.

Une seconde triode insérée dans le circuit d'anode de l'oscillatrice maintient à peu près constante, à chaque instant au cours de la période HF, la différence de potentiel existant entre cette anode et la grille. Cette disposition réduit très considérablement l'effet Miller, et ainsi les modifications de caractéristiques au cours de la vie du tube oscillateur, et les différences de capacité interélectrodes au cas du remplacement de ce tube, n'ont qu'une action négligeable sur la fréquence produite.

Le signal HF prélevé sur une charge cathodique passe dans un premier séparateur monté d'une manière analogue, et est ensuite distribué dans trois séparateurs classiques pour être acheminé vers l'utilisation et les contrôles.

Un limiteur à deux diodes maintient l'amplitude du signal HF aux bornes du circuit oscillant à 2 V crête à crête (soit 0,7 V efficaces). Le gain des étages séparateurs successifs étant inférieur à l'unité, et les transformateurs de sortie étant de rapport 1/1, la tension à la sortie utilisation est de 0,4 V efficaces.

Il est bien entendu indispensable qu'il n'existe aucun couplage électromagnétique entre les spires de l'inductance HF et le bobinage de commande chargé de la saturation du ferrite.

Ce découplage peut être obtenu entre autres par deux artifices (figure 2). On utilise soit deux tores

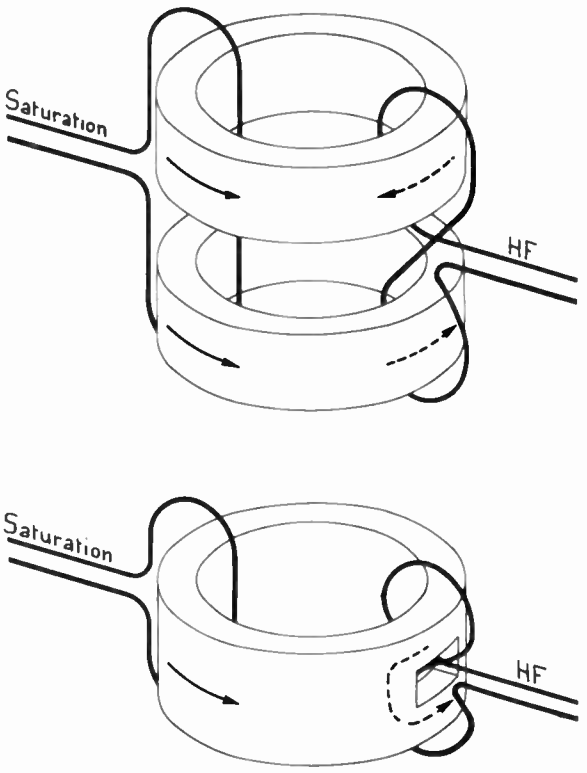


FIG. 2. — Pour plus de clarté, il n'a été représenté qu'une seule spire de chaque bobinage.

de ferrite identiques, soit un seul tore percé d'une « fenêtre », et le bobinage HF est disposé de manière que soit nulle la somme des flux (flèches en pointillé) qu'il produit à travers les spires de commande créant le flux de saturation (flèches en trait plein).

Nous verrons plus loin que nous avons été amenés à adopter le montage utilisant deux tores.

***

La partie la plus importante de l'étude de l'ensemble « maître-oscillateur » a été constituée par le choix de la qualité de ferrite convenable, et par des recherches sur les dispositions possibles de ce matériau pour former le noyau de l'inductance variable.

En effet, comme cela a été dit plus haut, nous nous sommes efforcés de réaliser un ensemble dont la caractéristique :

$$f = \varphi_2(I)$$

(I : courant d'asservissement)

soit aussi proche que possible de la loi à respecter

$$f = F(B),$$

de manière à ne demander qu'une intervention réduite au traducteur de fonction qui aura à réaliser :

$$I = \varphi_1(B)$$

Cette étude a été menée parallèlement dans les laboratoires du C.E.A. et dans ceux de la Société L.T.T. (2), qui a été chargée plus spécialement de la sélection et du choix du matériau à employer et de la géométrie des éléments constitutifs de l'oscillateur, ainsi que de la réalisation de l'ensemble.

1. Caractéristiques exigées du ferrite

1.1. Perméabilité initiale

La partie utile de la H.F. délivrée par le maître-oscillateur couvre une gamme s'étendant de 760 kHz à 8,5 MHz (rapport 1/12 environ). Cette gamme doit être plus étendue en pratique, puisque l'oscillateur commence son excursion de fréquence avant l'instant où le signal H.F. est appliqué aux étages de puissance et à l'intervalle accélérateur, cet instant dépendant lui-même de l'énergie des particules injectées par le Van de Graaff.

Le courant d'asservissement doit ainsi permettre de réduire la perméabilité incrémentale du ferrite dans un rapport de 150 à 1 au moins. La saturation totale du ferrite étant, par ailleurs, pratiquement impossible, le ferrite choisi doit avoir une perméabilité initiale de l'ordre de 800 au moins.

Il n'est pas souhaitable d'utiliser l'augmentation de perméabilité incrémentale résultant d'une induction HF élevée : travailler dans de telles conditions aurait impliqué une dissipation d'énergie, par pertes HF, au cœur même du matériau qui, étant mauvais conducteur de la chaleur, aurait vu sa température dépendre du régime de fonctionnement. Or, nous le verrons, la perméabilité du ferrite est elle-même fonction de sa température.

1.2. Facteur de qualité Q

Il est par ailleurs indispensable, pour que la fréquence de l'oscillateur soit suffisamment stable, que

(2) Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, SA, à Paris.

le coefficient de surtension de l'inductance à ferrite ne soit pas trop faible. Nous avons admis qu'il devait rester au moins égal à 20, dans toute la gamme de fréquence couverte.

1.3. Temps de désaccommodation ou «traînage»

Nous avons appelé « traînage » le phénomène suivant, qui se manifeste avec plus ou moins d'ampleur dans toutes les qualités de ferrite : après une variation brusque, en croissance ou en décroissance, de l'induction dans un échantillon de ferrite, sa perméabilité incrémentale met un certain temps à se stabiliser à sa valeur definitive, en décroissant — *toujours* en décroissant — jusqu'à cette valeur.

Nous avons adopté pour nos essais la définition arbitraire suivante (figure 3) : nous avons appelé

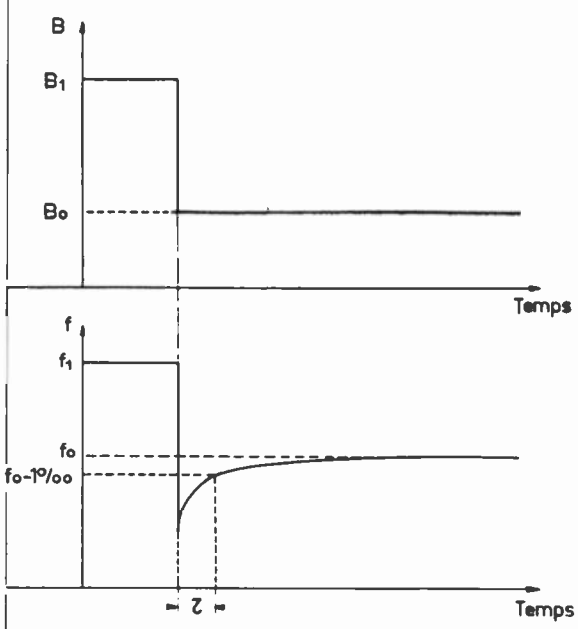


Fig. 3. — Définition du temps de « traînage ».

temps de traînage τ d'un échantillon de ferrite le temps s'écoulant entre l'instant où l'induction dans ce ferrite passe brusquement d'une valeur B_1 à une valeur B_o, et celui où la fréquence d'un oscillateur LC dont l'inductance est bobinée sur ce ferrite atteint, à un millième près par défaut, sa fréquence définitive (La fréquence d'accord, variant en sens inverse de la perméabilité du noyau, est toujours croissante pendant que le traînage se manifeste).

Ce temps de traînage s'est avéré extrêmement variable : si pour certains échantillons il était de l'ordre de quelques millisecondes, pour d'autres, nous avons mesuré... plusieurs minutes !

Pour un même échantillon, il est, de plus, fonction de nombreux paramètres : valeur de B_o, sens de la variation de l'induction, température du ferrite, etc.

L'existence de ce traînage est gênante, en ce qui concerne le maître-oscillateur du synchrotron, pour deux raisons :

Pour permettre la conception et la réalisation du traducteur de fonction qui devra modifier convenablement l'image du champ dans l'entrefer de l'aimant de Saturne pour que la fréquence délivrée par le maître-oscillateur, commandé lui-même par le signal modifié I, respecte la loi $f = F(B)$, il a été nécessaire de connaître, avec grande précision, la caractéristique :

$$f = \varphi_2(I)$$

f étant la fréquence délivrée par l'ensemble maître-oscillateur à ferrite et I le courant d'asservissement commandé par le traducteur de fonction.

Or cette caractéristique a été établie, pour les différents échantillons essayés, en « statique » : on a relevé point par point, pour des valeurs connues et stables du courant de commande, la valeur des fréquences fournies par l'oscillateur. Il était à craindre que la caractéristique « dynamique », en fréquence glissante, la seule qui nous intéresse en fait, en ait été trop éloignée dans le cas d'un traînage important. La capacité de correction du traducteur de fonction risquait alors d'être dépassée.

Par ailleurs, nous l'avons vu, la loi de croissance (en fonction du temps) du champ dans l'entrefer de l'aimant n'est pas rigoureusement reproductible d'un cycle à l'autre. Il faut de plus prévoir différents régimes de marche (variation de la tension d'alimentation de l'aimant par exemple). Il serait désastreux que le réglage du traducteur de fonction, correct pour un cycle ou un régime de marche, ne le soit plus pour tel autre qui impliquerait une variation de fréquence plus rapide ou plus lente.

Nous nous sommes donc attachés à trouver une qualité de ferrite pour laquelle le temps de traînage ne soit pas excessif : nous avons admis qu'il devait être au plus de l'ordre de la seconde (selon la définition donnée plus haut, et l'essai étant fait au bas de la gamme de fréquences, vers 800 kHz, et à la température prévue pour le fonctionnement).

Nous avons constaté, par ailleurs, mais ceci devrait encore être précisé par une étude plus approfondie, que l'erreur relative de fréquence $\Delta f/f$ due au traînage (toujours négative) (figure 4) résultant du fait que l'induction B de polarisation des ferrites varie dans le temps avec une « pente » dB/dt, croît très vite dès que dB/dt cesse d'être nul, mais atteint rapidement une « saturation » ; dès lors, une variation même importante de dB/dt ne modifie plus guère $\Delta f/f$, ce qui est très favorable dans notre cas où dB/dt est toujours considérable.

Le « traînage » semble encore se manifester par une notable diminution du facteur de qualité Q du ferrite (figure 4), cette diminution étant plus importante lorsque la valeur absolue de l'induction de saturation est croissante que lorsqu'elle est décroissante. Mais là encore une étude devrait être entreprise pour préciser cette constatation qui n'a qu'une valeur qualitative.

Ce dernier effet nous a cependant considérablement gênés, en provoquant notamment un bref « décrochage » de l'oscillateur au début du cycle. Nous avons dû, pour pallier cet état de choses, augmenter le couplage de l'oscillateur, alors qu'il était amplement suffisant, en « statique », au même point de fonctionnement.

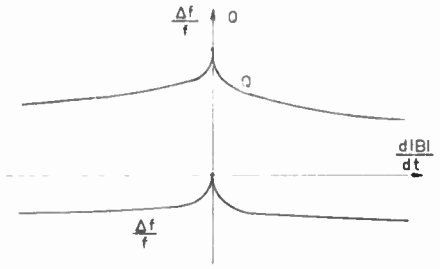


FIG. 4. Δf = fréquence « dynamique » — fréquence « statique » (pour une même valeur de B).

1.4. Influence du cobalt sur le traînage

Cette influence a été particulièrement étudiée sur des ferrites de nickel. Il a été généralement constaté que le traînage est d'autant plus important que la proportion de cobalt est plus grande. Malheureusement les oxydes métalliques qui entrent dans la fabrication industrielle des ferrites comprennent toujours une certaine quantité de cobalt. Par exemple, le pourcentage de cobalt dans le « Fernilite LTT 1101 » normal est de l'ordre de 0,1, et le traînage mesuré sur ce ferrite à 800 kHz est de l'ordre de 20 secondes.

Un ferrite dit « Fernilite LTT 1101 spécial » a été mis au point, dans lequel le cobalt ne se trouve plus qu'à l'état de traces (0,02 pour cent). Le traînage mesuré à 800 kHz sur de nombreux échantillons de ce type a toujours été trouvé inférieur à 3 secondes.

Cependant la présence de cobalt dans les ferrites augmente leur coefficient de surtension, tout en diminuant leur perméabilité initiale. Donc un compromis doit être recherché entre la perméabilité, les pertes et le traînage.

1.5. Effet de mémoire

Nous avons constaté par des essais, et le fonctionnement de Saturne est venu depuis le confirmer, que quelques dizaines de cycles normaux de saturation suffisent à effacer du ferrite toute « mémoire » de cycles exceptionnels ou anormaux lorsqu'il a été soumis à de tels cycles, volontairement ou accidentellement.

2. Résultats des essais

Les premières séries d'essais, qui ont été faits pour sélectionner un ferrite satisfaisant aux conditions que nous venons d'énumérer, nous ont amenés à adopter la qualité « Fernilite 1101 spécial » mis au point par la Société L.T.T. et dont il a été question ci-dessus. Il s'agit d'un ferrite de nickel dans lequel le cobalt est pratiquement absent.

Des essais avec des ferrites de manganèse avaient donné d'assez bons résultats. Les pertes de ce ferrite, qui sont prohibitives au-dessus du mégahertz lorsque le matériau est magnétiquement neutre, deviennent en effet beaucoup plus faibles lorsqu'une induction magnétique continue est superposée à l'induction alternative HF, ce qui est précisément le cas pour l'utilisation envisagée.

Néanmoins, cette qualité a été abandonnée, en raison de la forme de la caractéristique $f(I)$ qui présente un coude trop accentué : la saturation magnétique est trop « franche » (figure 5), et de plus le rapport entre la perméabilité incrémentale initiale et celle correspondant à une saturation raisonnable est un peu faible : si la gamme nécessaire peut être couverte, la marge obtenue est un peu insuffisante.

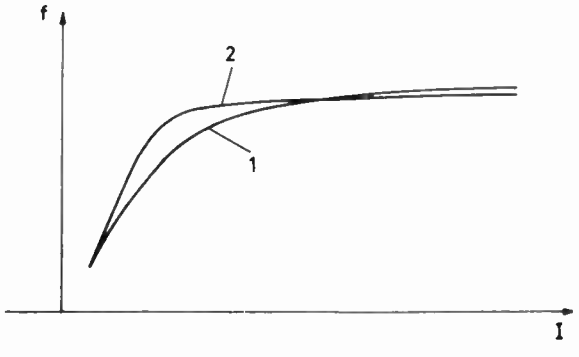


FIG. 5.

1 — caractéristique recherchée.

2 — caractéristique du ferrite au manganèse.

3. Action sur la caractéristique $f = \varphi(I)$

Cette caractéristique dépend étroitement d'un grand nombre de paramètres. Nous n'en citerons que les principaux :

— *La température du ferrite* a une action relativement peu considérable sur la *forme* de la caractéristique. Nous verrons plus loin comment cette température de fonctionnement a été choisie.

— *La géométrie des éléments* constituant l'inductance variable joue un rôle très important.

De nombreux essais nous ont amenés à renoncer à l'utilisation d'un tore à fenêtre au profit du montage utilisant deux tores identiques (voir plus haut, figure 2). Avec le tore à fenêtre, en effet, si la saturation magnétique des deux barreaux constituant cette fenêtre est facilement atteinte, il n'en est pas de même pour les deux montants (partie grisée, figure 6) qui font partie du circuit magnétique HF, et dont la perméabilité reste appréciable. Par des formes appropriées du découpage de la fenêtre, la caractéristique a pu être améliorée, mais les résultats n'ont cependant pas été jugés suffisants.

Le montage à deux tores s'est avéré plus satisfaisant. Mais là également la géométrie du montage, la répartition des spires, etc., jouent un grand rôle quant à la forme de la caractéristique, en raison des flux de fuite, des capacités réparties dont les influences sont très variables au cours du cycle de saturation.

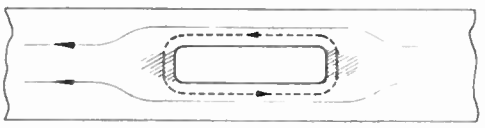


FIG. 6.

Nous avons finalement adopté la disposition suivante :

Deux bobinages de 22 spires sont enroulés en sens inverse l'un de l'autre sur deux tores de ferrite « LTT 1101 spécial » rigoureusement apairés, et sont associés en série. Ces bobinages sont constitués par de la bande de cuivre de 0,04 × 1 mm. Les dimensions en mm des tores de ferrite sont indiquées sur la figure 7. La distance entre les tores est de 15 mm.

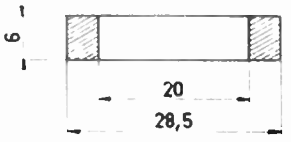


FIG. 7. — Dimensions des tores en ferrite (Echelle 1).

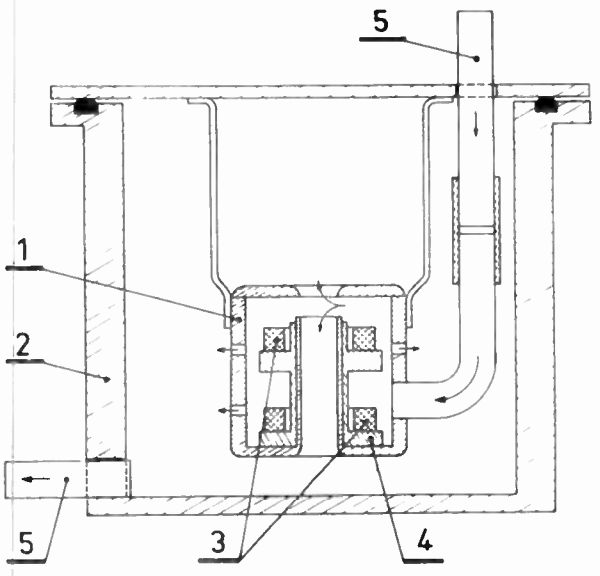


FIG. 8. — Montage des tores de ferrite (les enroulements ne sont pas représentés).

1 — premier boîtier (laiton).

2 — deuxième boîtier (laiton).

3 — tores de ferrite.

4 — support en polyéthylène.

5 — tuyaux circulation d'huile.

Les tores sont enfermés dans un boîtier cylindrique en laiton percé de trous. L'enroulement de saturation parcouru par le courant de commande est régulièrement réparti autour de ce boîtier et est composé de 120 spires d'un fil de 0,20 mm de diamètre, émaillé sous nylon et recouvert d'un vernis bakélite.

Ce premier boîtier et les deux condensateurs principaux du circuit oscillant sont placés à l'intérieur d'un deuxième boîtier, étanche, en laiton (figure 8).

Cet ensemble est soigneusement calorifugé par de la mousse diélectrique, et soustrait à l'influence des champs électriques ou magnétiques extérieurs par un dernier boîtier en mumétal.

— « *Prépolarisation* »

Pour modifier dans le sens convenable la forme de la caractéristique $f(I)$ de notre oscillateur, nous avons joué essentiellement sur un autre paramètre important : l'état magnétique initial.

Si, en effet, après chaque cycle de magnétisation l'on se contente de ramener à zéro le courant de commande, le champ coercitif du ferrite maintient une induction rémanente non négligeable dans le noyau, dont la perméabilité n'atteint pas la valeur obtenue lorsque le matériau est démagnétisé. La caractéristique $f(I)$ (figure 9, courbe 1) présente, en outre, une partie initiale à concavité tournée vers le haut et un point d'inflexion qui l'écartent beaucoup de la caractéristique recherchée.

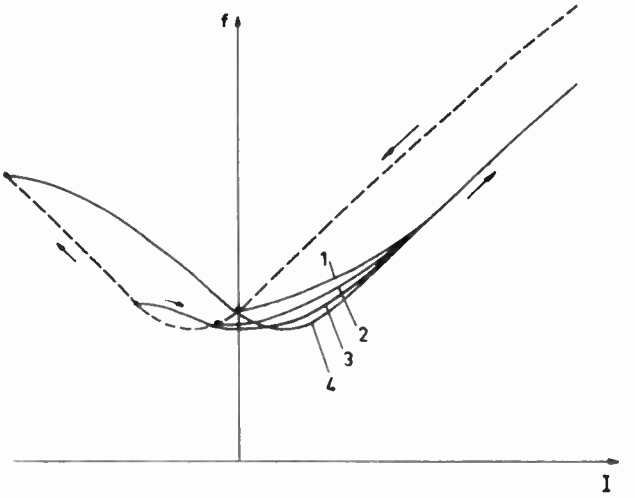


FIG. 9. — Influence du courant de prépolarisation sur la forme de la caractéristique $f(I)$.

Si, entre deux cycles, le courant de commande continue à décroître au-dessous de zéro, en circulant en sens inverse dans l'enroulement de commande, il devient possible d'annuler l'induction rémanente ou, en allant plus loin, de créer une induction en sens inverse. La croissance du courant dans le sens positif, au cours du cycle suivant, fera repasser l'induction par zéro. La fréquence délivrée par le maître-oscillateur commencera par décroître jusqu'à un minimum, puis croîtra, mais en suivant une caractéristique qui sera différente pour chaque valeur

du courant I_o de prépolarisation (figure 9, courbes 2, 3, 4). Il est à noter que la valeur $-I_o$ qui entrera en ligne de compte sera celle du courant de prépolarisation qui aura été le plus grand (en valeur absolue) entre deux cycles, indépendamment de la durée pendant laquelle cette valeur maximum aura été maintenue. Ceci implique, dans la pratique, une grande stabilité du courant de repos ; une pointe de courant, même très brève, perturbe irrémédiablement la caractéristique du maître-oscillateur au cours du cycle suivant.

Cette propriété intéressante du montage nous a permis d'amener la caractéristique de notre oscillateur très près de la caractéristique idéale, dans sa partie montante. Le « crochet » qu'effectue d'abord la fréquence ne nous dérange pas, étant donné qu'il nous est loisible de faire débuter le fonctionnement de l'intégrateur, et donc la croissance du courant de commande positif qui vient s'ajouter algébriquement au courant $-I_o$ de prépolarisation, à un instant que nous pouvons choisir librement entre le moment où l'aimant de SATURNE est mis sous tension et celui où la HF est appliquée aux étages de puissance et à la cavité accélératrice : le « crochet » est entièrement parcouru dans cet intervalle de temps.

— *Une inductance à air* complémentaire, de faible valeur, placée en série avec l'inductance à ferrite, nous a permis en outre de modifier quelque peu la partie supérieure de la caractéristique, en la rendant moins montante. Son influence est négligeable en bas de gamme.

4. Thermostat

Pour obtenir la stabilité exigée, il a été indispensable de stabiliser la température du ferrite.

Nous avons utilisé un thermostat à circulation d'huile (3). Cette huile, maintenue à une température bien définie, passe d'abord sur les spires HF et le ferrite, dont la température est dès lors constante à quelques centièmes de degré près. Elle s'échappe ensuite dans le second boîtier (figure 8) et baigne les spires de saturation et les condensateurs d'accord.

(3) Fabriqué par les Etablissements SECASI à Bordeaux.

Pour améliorer encore la stabilité, nous avons cherché à fonctionner à la température, de l'ordre de 40 °C, pour laquelle le coefficient de température de la perméabilité de notre matériau est nul [2]. Mais le coefficient de surtension du ferrite, qui décroît lorsque la température s'élève, s'est alors avéré trop faible. Nous nous sommes arrêtés à un compromis, en fonctionnant à la température de 35 °C (température qui de plus est favorable au bon fonctionnement du thermostat employé).

***

Le fait que le matériau choisi doit satisfaire simultanément à de nombreuses exigences, impliquant des caractères qui se sont avérés parfois incompatibles, a rendu ce choix particulièrement difficile. La possibilité de varier quasiment à l'infini les proportions des constituants de chaque catégorie de ferrite, la possibilité d'y introduire tel ou tel élément à l'état de traces — mais aussi parfois la difficulté d'éviter la présence d'une impureté —, le nombre considérable de paramètres sur lesquels il était possible d'agir, n'ont pas permis l'adoption d'une méthode systématique de sélection.

Il s'est avéré de plus que la variation de tel ou tel paramètre modifiait le plus souvent l'ensemble des résultats précédemment acquis, en agissant sur presque toutes les propriétés du matériau, impliquant chaque fois de nouveaux essais et de fastitieuses mesures.

Nous tenons à souligner à ce propos la persévérance et la patience de nos collaborateurs, tant du C.E.A. que de la Société L.T.T., dont les services ont rendu possible la réalisation de l'ensemble qui nous intéresse. Le Professeur GUILLAUD et le Laboratoire de Magnétisme du C.N.R.S. nous ont également facilité la tâche par leurs conseils et nous leur en exprimons notre gratitude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] WINNINGSTAD C. Norman. — Generating RF Energy for 6-BEV Bevatron. *Electronics*, février 1955.

[2] ROZES J. — Etude des variations en fonction de la température et de la fréquence des caractéristiques électriques et magnétiques d'un ferrite de nickel-zinc. *Câbles et Transmissions*, janvier 1959, n° 1.

La cavité accélératrice de Saturne

PAR

J. LECOMTE, R. J. LE GARDEUR,
J. TAILLET

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Position du problème

La cavité accélératrice de SATURNE doit fournir au faisceau de protons une énergie de l'ordre de 1 160 électrons-volts par tour. La fréquence d'excitation varie en moins d'une seconde depuis 760 kHz à l'injection jusqu'à 8,5 MHz pour l'énergie finale. La vitesse de variation de la fréquence est de 50 MHz/s au début du cycle. La phase synchrone prévue est voisine de 30°.

La largeur utile de la chambre à vide est de 370 mm et la hauteur utile, de 106 mm. On dispose, dans la section droite de SATURNE réservée à l'accélération, de 2 m pour mettre en place la structure accélératrice.

Le problème consiste à réaliser cette structure de façon à accomplir les performances exigées avec une forme d'onde aussi sinusoïdale que possible, afin d'éviter l'excitation d'oscillations de phase entraînant la perte de particules [1].

Nous avons recherché une solution qui permette la plus grande souplesse de fonctionnement et qui garantisse la plus large sécurité d'exploitation. Nous avons obtenu ce résultat en réduisant dans toute la mesure du possible l'échelle de l'installation, ce qui rend aisée la mise en réserve de sous-ensembles de rechange et facilite l'intervention rapide des opérateurs en cas de besoin. Accessoirement, la consommation de puissance du dispositif accélérateur est rendue absolument négligeable vis-à-vis de la consommation totale du synchrotron.

2. Choix du système

2.1. STRUCTURES ACCÉLÉRATRICES

Rappelons qu'il existe deux types de structures accélératrices utilisables, la cavité inductive et le tube de glissement.

a) *Cavité inductive* (fig. 1)

Assimilable à un coaxial court-circuité à une extrémité et dont le conducteur central creux entourerait la chambre à vide où circule le faisceau, la cavité inductive présente un intervalle accélérateur dont on impose la tension et la fréquence. Ceci fixe, pour une géométrie donnée, l'amplitude du flux d'induction magnétique dans l'espace qui sépare les deux conducteurs du coaxial (1). Pour diminuer les courants qui produisent ce flux en circulant le long des conducteurs, c'est-à-dire pour réduire la puissance réactive et la consommation de puissance de

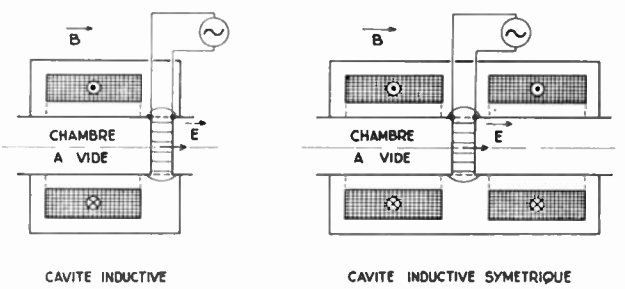


FIG. 1. — La cavité inductive symétrique est constituée par deux coaxiaux symétriques ayant leurs extrémités ouvertes en regard.

la cavité, il est indispensable de charger le coaxial avec un matériau magnétique à perméabilité élevée et à faibles pertes en haute fréquence (ferrite).

Pour une phase synchrone Φ de 30° et pour une énergie par tour eE de 1 160 électrons-volts, la tension de crête V_m de la cavité est :

$$V_m = \frac{E}{\sin \Phi} = 2\,E \simeq 2\,300 \text{ volts.}$$

b) *Tube de glissement* (fig. 2)

C'est un tube conducteur isolé de la masse et relié à une source dont la tension et la fréquence sont imposées. Les particules qui le traversent sont soumises à un champ électrique à l'entrée et à la sortie, mais sont soustraites à toute action de ce champ à l'intérieur du tube de glissement. Les champs électriques des deux intervalles sont à tout

(1) Imaginons une ligne fermée passant le long du faisceau et de la paroi extérieure de la cavité. Le champ électrique total est nul tout le long de cette ligne sauf sur le petit segment situé dans l'intervalle accélérateur, où il a un sens bien déterminé. Le long de la ligne fermée l'intégrale $\int \vec{E} \cdot \vec{ds}$ n'est pas nulle : un flux d'induction magnétique variable circule donc entre les deux conducteurs du coaxial.

instant parfaitement symétriques (²). L'accélération résulte du fait que pendant le temps de transit d'une particule dans le tube de glissement la tension alternative appliquée a varié, et la particule ne voit pas à la sortie la même différence de potentiel qu'à l'entrée.

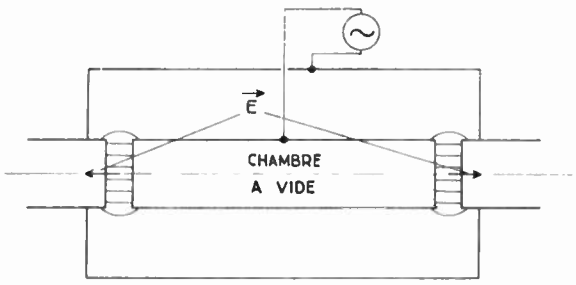


FIG. 2.

Rappelons que la tension de crête appliquée au tube de glissement est donnée par l'expression :

$$V_m = \frac{E}{2 \sin \Phi \sin \frac{hl}{L} \pi}$$

avec :

eE = énergie par tour (en électrons-volts),
Φ = phase synchrone,
h = rang de l'harmonique utilisé pour l'accélération,
l = longueur du tube de glissement,
L = longueur totale de l'orbite.

Pour SATURNE, $E = 1\,160$ volts ; $\Phi = 30°$; $h = 2$; $l = 2$ m ; $L = 69$ m ; donc $V_m = 6\,500$ volts.

D'une façon générale, à moins de faire le choix d'un harmonique très élevé pour l'accélération, le tube de glissement se comporte comme un dispositif différentiel et demande beaucoup plus de tension que la cavité inductive.

La formule ci-dessus suppose que la tension appliquée est immédiatement transmise aux intervalles accélérateurs ; les phénomènes de propagation sont négligés. En fait le tube de glissement forme avec le blindage extérieur un coaxial et la formule n'est valable que si la longueur l est très courte vis-à-vis de la longueur d'onde λ (dans le coaxial) correspondant à la fréquence appliquée.

2.2. BANDE PASSANTE

Les structures accélératrices se comportent vis-à-vis du générateur chargé de leur transmettre de l'énergie comme des réactances, auxquelles est associée une résistance pour figurer les pertes. Les phénomènes de propagation peuvent compliquer ce schéma, mais en première approximation nous assimilerons la cavité inductive à une self, et le tube de glissement à une capacité.

Pour maintenir une tension d'accélération bien déterminée aux lèvres des intervalles accélérateurs dans la large plage de fréquences imposée, on peut utiliser un amplificateur de puissance apériodique : moyennant un très mauvais rendement et un très large dimensionnement du dispositif, le résultat cherché est obtenu avec une cavité inductive chargée d'une qualité de ferrite dont la fréquence de pertes gyromagnétique est située au-delà de la fréquence la plus élevée de la bande. Cependant la consommation de puissance, dans le cas de SATURNE, serait de l'ordre de la centaine de kilowatts, ce qui interdirait de prendre de gros coefficients de sécurité sur la tension de crête imposée. D'autre part, la forme d'onde ne serait vraisemblablement pas une sinusoïde à toutes les fréquences de la bande.

Une seconde méthode consiste à réaliser, à l'aide d'une impédance auxiliaire associée à l'impédance principale de la structure, un circuit oscillant. On peut ainsi associer une capacité à la cavité inductive, une self au tube de glissement. Ce circuit oscillant peut être accordé successivement sur chacune des fréquences de la bande si l'on sait faire varier de façon convenable les impédances principales ou auxiliaires à l'aide d'un dispositif d'asservissement.

L'étage de sortie de l'amplificateur de puissance travaille toujours dans ce cas avec un bon rendement, puisqu'il voit une charge résistive. L'impédance de charge peut être rendue élevée si l'inductance choisie a un bon coefficient de surtension. La consommation de puissance est diminuée et l'installation est allégée. De plus, la forme d'onde aux bornes du circuit oscillant est parfaitement sinusoïdale.

2.3. MÉCANISME DE L'ACCORD

Dans le cas d'un tube de glissement, l'accord peut être réalisé à l'aide d'une inductance auxiliaire rendue variable soit par un procédé mécanique (self-inductance bobinée court-circuitée progressivement pendant le cycle par un bain de mercure, comme à Birmingham [2]), soit par un procédé électromagnétique.

Le procédé électromagnétique connu consiste à faire varier la perméabilité incrémentale du noyau de ferrite de l'inductance par action d'un champ quasi continu H qui se superpose à l'induction alternative B et polarise le noyau [3].

Dans le cas d'une cavité inductive, on obtient l'accord par polarisation du noyau de ferrite ou par variation de la capacité d'un condensateur auxiliaire (par exemple condensateur rotatif commandé par un moteur d'asservissement). Etant donné l'échelle de temps correspondant au cycle d'accélération les procédés électromagnétiques sont susceptibles d'une

(²) En raison de cette symétrie, l'intégrale $\int \vec{E} \cdot \vec{ds}$ évaluée comme précédemment est nulle, et aucun flux magnétique variable ne circule autour du tube de glissement.

plus grande souplesse et d'une plus grande précision que les procédés mécaniques. Il peut être avantageux d'associer les deux types de procédés d'accord et de réaliser un dispositif à accord mixte [4].

2.4. Solution adoptée

Nous avons éliminé la solution apériodique pour son manque de souplesse et pour des considérations de forme d'onde. Nous avons cherché à réaliser une cavité inductive, qui exige une tension de crête bien moins importante qu'un tube de glissement. Une longue étude des ferrites nous a permis de sélectionner un matériau, le Fernilite 1 101 de la Société L. T. T. Les problèmes posés par la construction d'un noyau magnétique de grandes dimensions ont pu être résolus avec succès par cette Société. La méthode d'accord choisie est mixte : la variation de fréquence d'accord est obtenue à la fois par saturation du noyau de ferrite de la cavité à l'aide d'un courant qui augmente le long du cycle, et par diminution d'une capacité connectée aux lèvres de l'intervalle accélérateur (fig. 3). Les principaux arguments qui justifient notre choix sont groupés dans les paragraphes suivants.

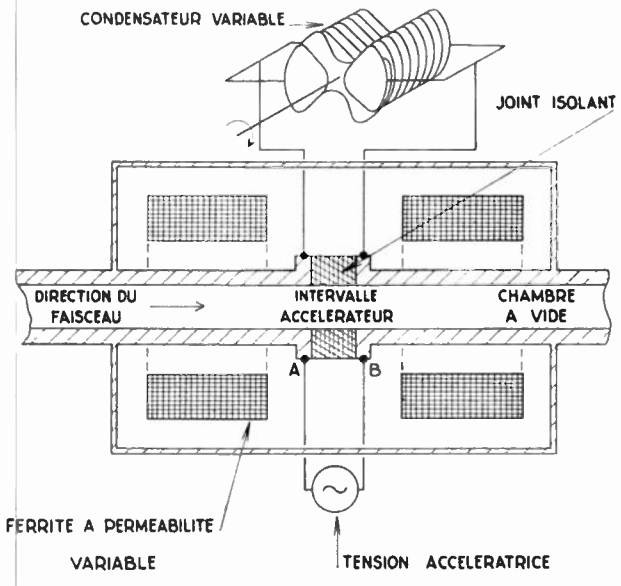


Fig. 3. — Schéma simplifié de la cavité accélératrice de Saturne.

3. Diagramme fonctionnel

3.1. Diagramme simplifié des auxiliaires de la cavité

La figure 4 représente le schéma fonctionnel des chaînes d'excitation et d'accord automatique de la cavité accélératrice. Sur ce diagramme, on distingue trois lignes :

a) Sur la ligne médiane, est représentée la chaîne d'excitation haute fréquence de la cavité : maître oscillateur, interrupteur électronique, régulateur de tension, amplificateur d'entraînement et étage de puissance.

b) Sur la ligne supérieure, sont groupés les organes de la chaîne de commande de la capacité associée à la cavité accélératrice. La valeur de la capacité d'un condensateur rotatif est asservie à la valeur du champ magnétique de Saturne par l'intermédiaire d'un traducteur de fonctions, d'un amplificateur et d'un moteur.

c) Sur la ligne inférieure, figure la chaîne d'asservissement de la self-inductance de la cavité. Cette chaîne comporte comme organe de mesure un discriminateur de phase qui contrôle l'accord de la cavité accélératrice et un amplificateur à transistors qui injecte un courant dans le bobinage de polarisation des ferrites.

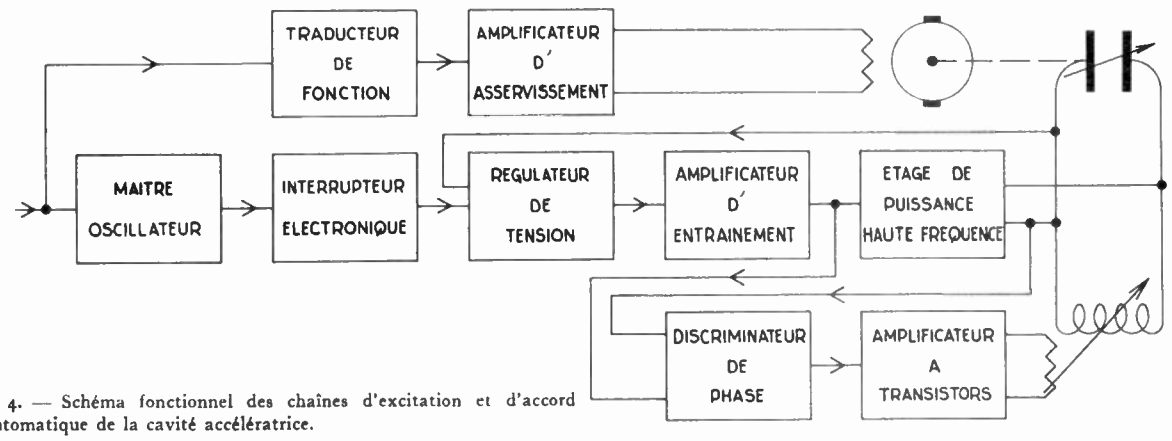


Fig. 4. — Schéma fonctionnel des chaînes d'excitation et d'accord automatique de la cavité accélératrice.

3.2. Fonctionnement du dispositif

L'information qui commande l'ensemble des trois chaînes est l'image du champ magnétique de Saturne

a) *Chaîne d'excitation haute fréquence*

Le maître oscillateur délivre à sa sortie une tension sinusoïdale dont la fréquence est liée au champ magnétique de Saturne par une relation précise [5] [6].

Au début du cycle d'accélération, l'interrupteur électronique se ferme et la tension à fréquence variable est appliquée aux amplificateurs de la chaîne : préamplificateur à gain variable asservi au niveau de la tension accélératrice, amplificateur d'entraînement à large bande, et étage de puissance travaillant sur la charge accordée présentée par la cavité et le condensateur auxiliaire. Pour la description détaillée de cette chaîne, nous renvoyons le lecteur à la référence [7].

b) *Chaîne d'asservissement de la position du condensateur rotatif*

Ce condensateur est du type papillon. La position de son rotor est asservie à l'image du champ magnétique de SATURNE, par l'intermédiaire d'un traducteur de fonction, d'un amplificateur à thyratrons et d'un moteur. L'angle de rotation du condensateur suit une loi de variation de même allure que la loi de variation de la fréquence : rotation très rapide au début et très lente en fin de cycle, rotation en sens inverse pendant la période où le champ magnétique de SATURNE décroît, temps mort pendant la période de repos entre les cycles.

Quelle que soit la rapidité de son mouvement, le condensateur est incapable de faire varier l'accord de la cavité pendant les trente premières millisecondes de l'accélération : ce rôle est alors entièrement dévolu à la chaîne de polarisation des ferrites. Après cette première période le condensateur participe au réglage de l'accord à la manière d'un organe de dégrossissage, dont la fonction consiste à permettre à la chaîne de réglage fin agissant sur les ferrites de ne jamais sortir de son domaine de fonctionnement normal.

c) *Chaîne d'asservissement de la self-inductance de la cavité*

Le discriminateur de phase, qui compare la phase de la tension d'excitation de l'étage de puissance à celle de la tension accélératrice, fournit un signal qui est une image du désaccord de la cavité ; ce signal est amplifié par un amplificateur à transistors qui commande le courant de polarisation des ferrites et fait par conséquent varier leur perméabilité et la self-inductance de la cavité [8]. Ainsi tout désaccord se traduit par une variation du courant de polarisation dans le sens convenable pour ramener la cavité à l'accord (3).

On voit que la variation de perméabilité des ferrites n'est pas programmée à partir du champ magnétique de SATURNE, mais est commandée dans une chaîne de contre-réaction par la grandeur de sortie elle-même, c'est-à-dire par l'accord de la cavité. La variation de la fréquence d'excitation de la cavité est le paramètre qui commande l'évolution du système.

La figure 5 représente l'allure des variations de la fréquence, de la capacité (condensateur tournant et capacité propre de la cavité) et du courant de polarisation pendant l'accélération.

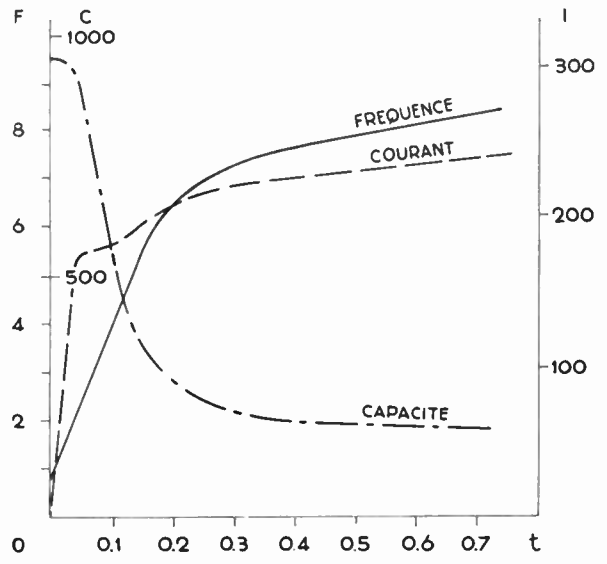


FIG. 5. — Allure des variations de la fréquence, de la capacité et du courant de polarisation au cours d'un cycle de fonctionnement de la cavité accélératrice. La fréquence est exprimée en Mégahertz, la capacité en picofarads, le courant en Ampères, le temps en secondes.

4. Propriétés des ferrites utilisés

Une bonne connaissance des propriétés pratiques des ferrites est essentielle pour la conception d'une structure accélératrice de synchrotron à protons. Elle doit être complétée par des notions générales sur les propriétés des noyaux magnétiques en ferrite et des cavités inductives qui les renferment. Pour une discussion détaillée de ces questions nous renvoyons le lecteur aux références [10], [11] et [12]. Nous nous bornerons à énoncer ici les arguments principaux et quelques résultats globaux.

4.1. PERMÉABILITÉ ET COEFFICIENT DE SURTENSION

Le rapport des fréquences extrêmes d'accord recherchées est de l'ordre de 12. Si l'accord était obtenu uniquement par la variation de la self inductance de la cavité, la perméabilité incrémentale μ devrait varier au moins dans un rapport voisin de 150. Pour faciliter la saturation et obtenir sans difficulté un rapport de perméabilités de cet ordre, il est bon d'utiliser un matériau dont la perméabilité μ_0 en l'absence de toute polarisation est aussi élevée que possible.

Cependant les qualités de ferrite qui ont la plus forte perméabilité ont aussi des pertes prohibitives aux fréquences élevées, et le choix du matériau résulte d'un compromis entre perméabilité incrémentale μ et coefficient de surtension Q.

(3) Signalons qu'un premier dispositif, utilisant des amplificateurs à fréquence porteuse et des redresseurs au silicium, a été mis en construction alors qu'il n'était pas encore possible de trouver sur le marché des transistors à fort courant [9]. Cet appareil a permis de réaliser les premiers essais d'accélération de SATURNE.

Pour un ferrite donné, μ et Q varient avec l'induction alternative B, la fréquence f, la température T. Si l'on veut sélectionner une qualité de ferrite et faire le projet d'une cavité accélératrice, il est essentiel de connaître les courbes de variation de μ et de Q en fonction de f et du champ continu superposé H, dans les conditions d'induction B et de température T correspondant au projet.

Nous avons mesuré ces grandeurs à l'aide d'un montage qui nous permet de régler T et pour lequel l'induction B est liée à la fréquence f par la même relation que dans la cavité accélératrice [13] (4). Dans les domaines de fréquence, d'induction et de température choisis μ ne dépend sensiblement que de H et de T, tandis que Q dépend de H, de f, de B et de T. Pour une température de travail donnée et avec une induction alternative B_0 (pour la fréquence la plus basse) bien déterminée, il suffit pour entreprendre un projet de cavité, de connaître la courbe $\mu(H)$ et le réseau des courbes $Q(H, f)$. Ces diagrammes sont représentés figure 6 et 7 pour la qualité de ferrite sélectionné, le Fernilite 1101 de L. T. T. (5). On a également porté figure 6 la courbe $\mu(H)$ relative au Fernilite 1102 de L.T.T. La perméabilité de ce matériau est plus faible que celle du 1101 mais son coefficient de surtension est notablement plus élevé. On remarque que les courbes $\mu(H)$ se croisent pour une valeur de H relativement faible.

L'observation de la figure montre qu'un champ H de l'ordre de 20 At/cm suffit à faire varier la perméabilité incrémentale du Fernilite 1101 dans le rapport 150 : nous allons montrer que l'inductance du noyau magnétique de la cavité varie beaucoup moins.

4.2. Propriétés des noyaux magnétiques

Pour des raisons technologiques, le noyau magnétique est formé de briques élémentaires collées à l'araldite [14]. La présence des joints entre briques augmente la réluctance du noyau : on peut définir une perméabilité incrémentale apparente μ_a qui serait celle d'un noyau sans entrefers ayant même géométrie et même inductance que le noyau composite. Si L est la ligne de force moyenne du noyau, e la somme des épaisseurs de joints traversés par cette ligne de force, et μ la perméabilité incrémentale du matériau, on a :

$$\frac{1}{\mu_a} = \frac{1}{\mu} + \frac{e}{L}$$

Cet effet oblige à prendre le plus grand soin des surfaces magnétiques en contact dans le noyau. Dans le cas des cadres qui forment le noyau de la cavité accélératrice de Saturne, pour $L = 2\,000$ mm, $e = 0{,}4$ mm, $\mu = 1\,000$ on trouve $\mu_a = 850$.

Cette réduction de perméabilité est de moins en moins sensible au fur et à mesure que μ décroît et que le ferrite est saturé ; elle se traduit donc par une réduction de la variation de perméabilité incrémentale obtenue pour une variation donnée du champ de polarisation.

Une deuxième influence, plus difficilement calculable, réduit encore cette variation en augmentant la perméabilité aux fortes polarisations. Les lignes de force du champ magnétique continu superposé ont à la saturation tendance à fuir du noyau magnétique, et laissent certaines portions de celui-ci dans un moindre état de polarisation. Cet effet est particulièrement sensible quand les bobines de polarisation sont localisées et quand la structure s'écarte de la symétrie de révolution. La perméabilité incrémentale apparente du noyau est alors plus élevée qu'en l'absence de fuites.

Notons enfin que les courbes de la figure 6 sont obtenues avec B parallèle à H ; lorsque B est perpendiculaire à H la variation de perméabilité incrémentale est beaucoup moins importante.

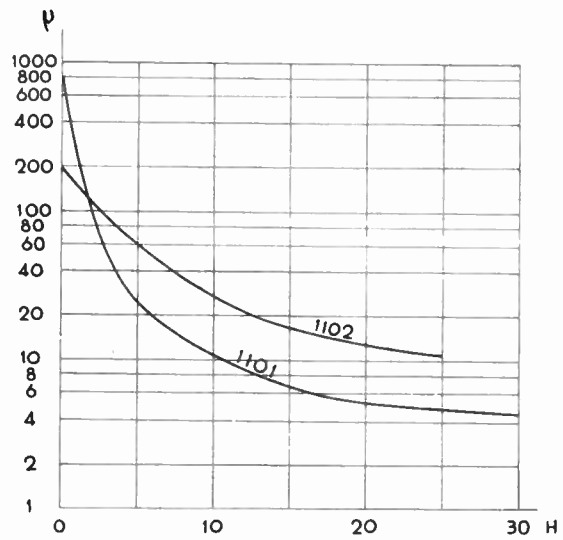


Fig. 6. — Variations de la perméabilité incrémentale des Fernilites 1101 et 1102 en fonction du champ polarisant à 20 °C. Le champ polarisant est exprimé en Ampères-tours par centimètre.

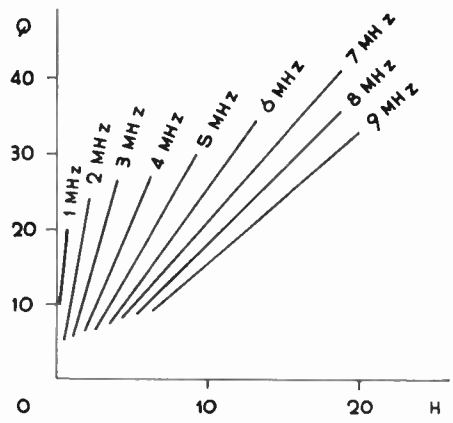


Fig. 7. — Variations du coefficient de surtension du Fernilite 1101 en fonction du champ polarisant et de la fréquence, à la température de 20 °C. Fréquence en Mégahertz, champ polarisant en Ampères-tours par centimètre.

(4) L'amplitude de la tension accélératrice étant constante quelle que soit la fréquence, B varie sensiblement comme f^{-1}. Si B_0 est l'induction à la fréquence la plus basse f_0, on a $B \simeq B_0 f_0 f^{-1}$.

(5) Notons que la qualité de 1101 livrée en définitive par L.T.T. possède une perméabilité initiale qui s'approche de 1 000.

4.3. Propriétés des cavités inductives : inductances de fuite

Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.1, on peut assimiler une cavité inductive à un coaxial dont une extrémité est en court-circuit et dont l'extrémité ouverte entoure l'intervalle accélérateur. Ce coaxial est chargé de ferrite mais il peut exister des espaces d'air entre ses parois et le noyau magnétique. De plus, pour des raisons technologiques, ce noyau se présente comme une juxtaposition de cadres ou d'anneaux, parfois séparés par des intervalles qu'il peut être commode de dimensionner largement si l'on veut pouvoir démonter facilement la structure.

L'énergie magnétique que renferme la cavité se partage entre les ferrites et les espaces d'air. Lorsque la polarisation est faible, presque toute l'énergie est contenue dans le noyau magnétique : on peut alors calculer la self-inductance de la cavité en négligeant les flux d'induction alternative situés au dehors du noyau (flux de fuite). Au contraire, lorsque la polarisation est forte, l'énergie magnétique des espaces d'air peut jouer un rôle prépondérant si leur volume est important ; la self-inductance de fuite qui leur correspond n'étant pas soumise à l'influence du courant de saturation tend à affaiblir l'action de la chaîne d'accord automatique : on ne peut plus obtenir l'accord sur les fréquences élevées ou l'on arrive à grand peine à l'obtenir au prix d'une saturation extrême des ferrites.

4.4. Propriétés des cavités inductives : effets dimensionnels

Nous avons considéré jusqu'ici la cavité inductive comme la self-inductance d'un circuit oscillant comportant un condensateur extérieur. Cette approximation résulte du fait que, dans notre projet, le coaxial de longueur géométrique h que constitue la cavité a une longueur électrique θ de faible valeur. Rappelons que si l'on néglige les pertes, la réactance à l'entrée d'un tel coaxial s'écrit

$$Z = jZ_m \operatorname{tg} \theta$$

avec :

$$\theta = \omega h \sqrt{L_1 C_1}$$

et

$$Z_m = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Nous avons adopté les symboles suivants :

Z_m = impédance caractéristique,

L_1 = self-inductance par unité de longueur de la cavité,

C_1 = capacité par unité de longueur de la cavité,

ω = pulsation de la tension appliquée.

Pour une cavité de longueur électrique faible, $\theta \simeq \operatorname{tg} \theta$ et $Z = j\omega L_1 h$.

Une augmentation des intervalles entre les cadres élémentaires de ferrite diminue L_1, et un accroissement des espaces d'air entre les parois de la cavité et le noyau magnétique a une influence prépondérante sur la diminution de C_1. On voit ainsi que la longueur électrique d'une cavité varie en sens inverse de ses fuites magnétiques.

L'augmentation de la longueur électrique d'une cavité entraîne une inégalité dans la répartition de l'énergie magnétique emmagasinée dans les cadres élémentaires du noyau : l'induction magnétique B est maximum au voisinage de l'extrémité en court circuit. D'autre part si les cadres ne sont pas protégés par des écrans électrostatiques et si les distances qui séparent le ferrite des parois de la cavité près de l'extrémité ouverte sont faibles, le champ électrique qui règne au voisinage de cette extrémité peut provoquer des pertes électriques dans les cadres voisins de l'intervalle accélérateur.

4.5. Conclusion

Les arguments qui précèdent montrent que si l'on choisit de réaliser une cavité de longueur électrique courte, l'influence des fuites magnétiques associées à l'effet des joints des cadres de ferrite et à l'effet des irrégularités de polarisation rend pratiquement nécessaire l'intervention d'une variation de capacité en cours de cycle.

Si l'on choisit par contre de réaliser une cavité voisine du quart d'onde, on pourra peut-être obtenir la variation de fréquence d'accord recherchée sans utiliser une capacité variable.

Il faudra alors éliminer avec soin toutes les fuites magnétiques du flux continu et du flux haute fréquence. La longueur h de la cavité devra être limitée, pour que θ ne soit pas supérieur à 90°, ce qui réduira la section totale du noyau, et contraindra à travailler à des inductions alternatives B relativement élevées. On pourra difficilement éviter les dissipations locales, et la réfrigération ne sera possible qu'à travers les parois de la cavité puisque cette solution interdit les canaux de ventilation entre cadres de ferrite.

Le Fernilite 1101 est le matériau dont la polarisation conduit au rapport le plus élevé de perméabilités incrémentales, parmi tous ceux qui sont utilisables dans la gamme de fréquence imposée (760 kHz à 8,5 MHz). Cependant le point de Curie relativement bas (100 °C) de ce type de ferrite rend souhaitable une bonne réfrigération.

D'autre part, les dimensions relativement importantes de notre chambre à vide nous ont amenés à adopter un dispositif de polarisation interne à la cavité. Cette particularité technologique, le souci d'assurer un démontage facile de l'ensemble pour les réparations ou les transformations, et de donner la souplesse maximum à l'installation nous ont conduits à adopter des espaces d'air importants. La réalisation d'une cavité quart d'onde était alors interdite. Nous exposons dans le paragraphe suivant comment nous avons réalisé une cavité à accord mixte.

5. Description de la cavité accélératrice proprement dite

5.1. Structure mécanique

La cavité accélératrice possède un plan de symétrie perpendiculaire à l'orbite. Elle se présente au point de vue électrique comme l'ensemble de deux cavités coaxiales dont les extrémités ouvertes se rejoignent sur le plan de symétrie. Le conducteur extérieur commun est une surface parallélépipédique de 0,70 m de haut, 1 m de large et 1,90 m de long. Les conducteurs intérieurs, qui jouent également le rôle de chambre à vide, sont deux manchettes en acier inoxydable de 450 mm de large et de 134 mm de haut, séparées par l'intervalle accélérateur (fig. 8).

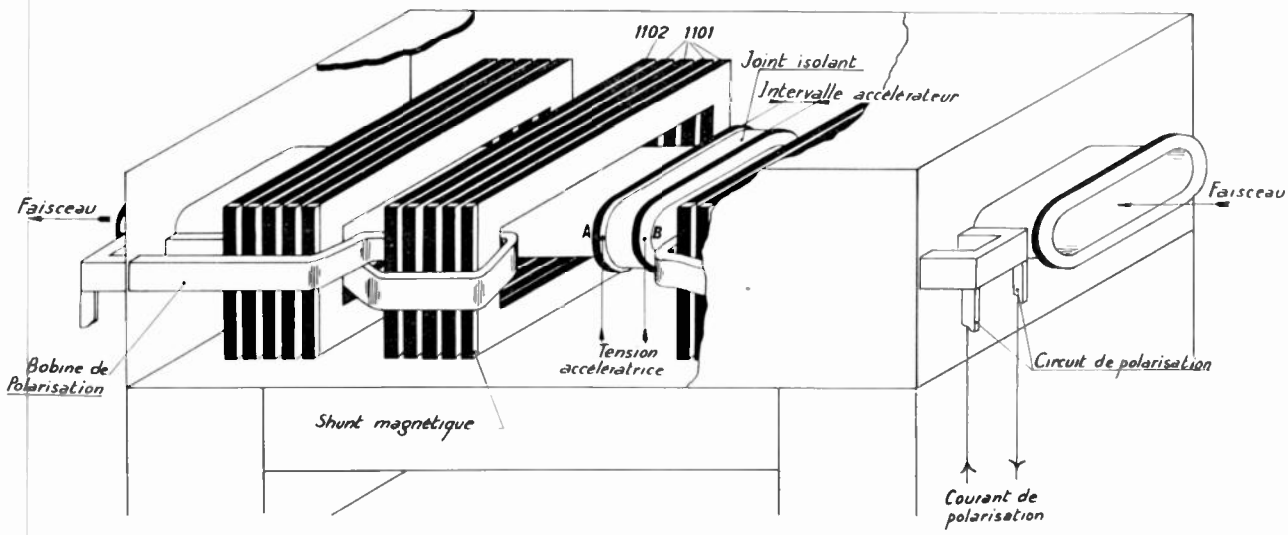


Fig. 8. — Vue schématique de la cavité accélératrice de Saturne.

Les manchettes dépassent de chaque côté de la cavité, et deux dispositifs à membrane souple assurent la jonction avec le reste de la chambre à vide. Des équerres fixent solidement par l'extérieur les manchettes à l'ossature de la cavité, c'est-à-dire à un bâti sur lequel sont montées un certain nombre de plaques de fermeture doublées de cuivre et réunies électriquement par des contacts en crysocal. La partie inférieure du bâti renferme l'amplificateur de puissance haute fréquence ; la partie supérieure contient la cavité proprement dite.

La charge de ferrite de la cavité est supportée par une structure séparée, montée à l'intérieur du bâti principal, et qui se caractérise par une grande rigidité mécanique.

Au droit de l'intervalle accélérateur, un joint de 55 mm de large réunit les deux manchettes et assure l'étanchéité. La difficulté technologique de réalisation d'un joint de la forme voulue en un matériau céramique nous a fait adopter l'araldite malgré son dégazage sous vide relativement élevé et son grand angle de pertes. Le champ électrique dans le matériau reste en effet relativement faible et le joint ne chauffe pas même dans les conditions de tension et de fréquence les plus défavorables du cycle ; des mesures nous ont montré qu'on pouvait alors tolérer le dégazage qui est équivalent à celui de deux éléments de la chambre à vide.

5.2. Noyau magnétique

Le noyau magnétique est un ensemble de 40 cadres rectangulaires de 553 mm sur 200 mm de dimensions intérieures, et de 800 mm sur 447 mm de dimensions extérieures, avec une épaisseur de 25 mm.

Chacun de ces cadres est constitué par l'assemblage de deux grands et de deux petits barreaux de ferrite [14].

Les cadres sont groupés par deux à l'aide de brides démontables qui assurent le serrage de l'assemblage et se fixent sur la structure spéciale aménagée à l'intérieur du bâti principal pour porter la charge de ferrite (fig. 9). Des intervalles importants séparent

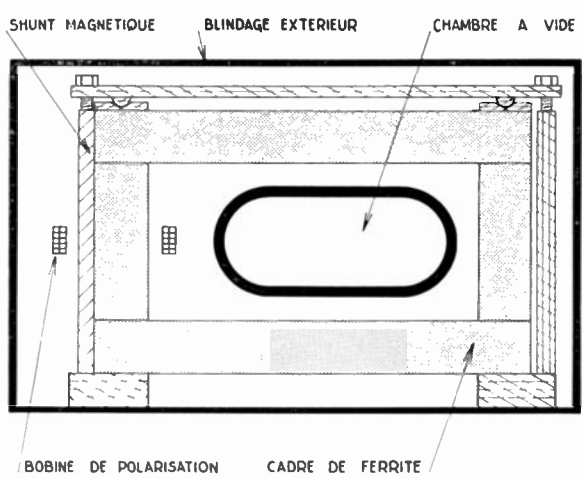


Fig. 9. — Montage d'un cadre de ferrite.

les groupes de deux cadres ainsi constitués. Le poids total des cadres de ferrite atteint 1,2 tonne.

5.3. Polarisation

La ligne de force moyenne de la cavité a une longueur de 200 cm. Pour polariser avec 20 At/cm, il faut pouvoir disposer de 4 000 At. Le champ lentement variable H superposé à l'induction alternative B dans le ferrite est produit à l'aide de bobines parcourues par le courant de polarisation. Il faut éviter que ces bobines n'apportent une perturbation au fonctionnement de la cavité en haute fréquence, et il faut que leur temps de réponse en basse fréquence soit compatible avec les caractéristiques dynamiques exigées de la chaîne de contrôle automatique de l'accord : deux séries de problèmes se posent donc, les uns liés au découplage et d'ordre géométrique, les autres liés au choix de l'impédance des bobines de polarisation.

5.3.1. *Découplage*

Un moyen commode d'éviter que le dispositif de polarisation ne perturbe le fonctionnement de la cavité consisterait à le disposer entièrement à l'extérieur du champ électromagnétique. On peut par exemple placer la cavité dans l'entrefer d'un électroaimant alimenté par le courant de polarisation.

Dans le cas de Saturne les grandes dimensions de la chambre à vide et du cadre de ferrite rendraient impraticable une telle solution. Nous avons eu recours à deux bobinages symétriques intérieurs à la cavité et situés d'un seul côté de la chambre à vide. Le découplage des champs basse fréquence et haute fréquence est obtenu par une torsion en forme de 8 des bobinages (fig. 8).

Les cadres de ferrite de chaque demi-cavité ont été répartis en deux groupes et les spires de la bobine de polarisation s'enroulent autour des barreaux de chacun de ces groupes en tournant dans un sens différent. On met ainsi en opposition pour chaque spire les f.e.m. induites par les flux à haute fréquence qui circulent dans chacun de ces groupes de cadres, ce qui conduit à une bonne compensation sinon à l'annulation de la f.e.m. totale induite dans la bobine.

Un dispositif de filtrage du courant de polarisation est prévu à l'extérieur de la cavité pour éviter que les conducteurs d'amenée du courant de polarisation ne favorisent la fuite d'inductions parasites à haute fréquence vers le reste de l'installation.

L'expérimentation sur une cavité modèle à échelle réduite nous a montré que pour une cavité à faible longueur électrique la capacité parasite de telles bobines par rapport aux parois du coaxial n'amène pas de perturbation appréciable au fonctionnement en haute fréquence. Bien entendu, le champ électrique est modifié au voisinage des bobines, mais il est peu important et ne peut entraîner de claquages ou de pertes diélectriques sensibles. Des courants de haute fréquence peuvent circuler à la surface des conducteurs de la bobine et se refermer par capacité entre conducteurs. Leur effet a pour tendance l'égalisation des flux haute fréquence qui passent dans les deux boucles du huit et ne se traduit par aucun accroissement de la puissance dissipée dans la cavité.

5.3.2. *Constante de temps de la bobine*

L'enroulement de polarisation vu de ses bornes se comporte électriquement comme une self-inductance. Cette inductance peut résonner sur sa capacité parasite à une fréquence d'autant plus élevée que le nombre de spires est petit.

Les problèmes de stabilité de la boucle de contre réaction de l'asservissement de phase sont rendus délicats si la fréquence de coupure de cette boucle ouverte est très supérieure à la fréquence de résonance de l'enroulement de polarisation.

D'autre part, nos mesures sur modèle nous ont montré que l'enroulement de polarisation présente une série de résonances aiguës liées à l'excitation de régimes stationnaires le long des bobines, l'énergie passant de la capacité répartie à la self de fuite de l'enroulement. Il est essentiel que ces résonances se produisent au-delà de la bande de fréquence utile de la chaîne d'accord automatique.

Ces considérations nous ont amenés à adopter un type de bobine à petit nombre de spires. Nous avons réalisé les deux bobines à l'aide de dix spires de tube de cuivre à section carrée, formées séparément sur un mandrin approprié, isolées et assemblées mécaniquement. Cette disposition permet de refroidir commodément les bobines par une circulation d'eau intérieure à chaque conducteur.

L'inductance totale de la bobine de polarisation est de l'ordre de 5 mH. Un courant maximum de 400 A circule dans les bobines.

5.3.3. *Shunts magnétiques*

Pour des raisons pratiques (facilité de démontage des ferrites) et pour diminuer la capacité répartie de la bobine de polarisation, celle-ci a été placée sur un côté de la cavité accélératrice (fig. 8). Cette géométrie très dissymétrique conduit à une forte saturation des parties du cadre rapprochées de la bobine, ce qui favorise les fuites du champ magnétisant et réduit la polarisation des autres parties du cadre. Par conséquent, la perméabilité incrémentale augmente au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la bobine. Cette situation empire pour un fort courant de polarisation, si bien que la fréquence d'accord de la cavité atteint une valeur limite quasi indépendante d'une augmentation même importante de ce courant. La perméabilité globale est alors beaucoup plus élevée que celle qui aurait été atteinte si tout le cadre avait été polarisé uniformément avec le même nombre d'ampères-tours.

Un artifice (6) nous a permis d'éviter ces inconvénients tout en conservant la disposition dissymé-

(6) Cet artifice a été proposé et mis en œuvre par M. Jacquot.

trique, qui simplifie considérablement la construction de la cavité et préserve sa souplesse d'emploi.

En plaçant le long de la partie du cadre située à l'intérieur de la bobine un barreau d'acier doux, on dérive dans ce shunt magnétique une importante partie du flux de polarisation (fig. 10). Ce shunt ne

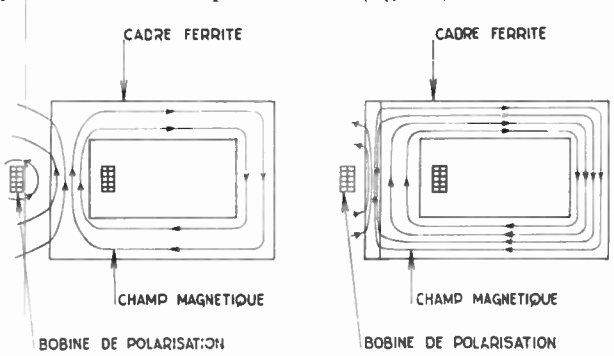


FIG. 10. — Allure de la distribution du flux de polarisation sans shunt magnétique (à gauche), et avec shunt magnétique (à droite).

se sature pas lorsque le courant de polarisation augmente. Il conduit le flux au reste du cadre et la distribution de ce flux dans le ferrite est presque aussi bonne que si les ampères-tours étaient uniformément répartis le long du cadre. La figure 11 représente la variation de la fréquence d'accord de la

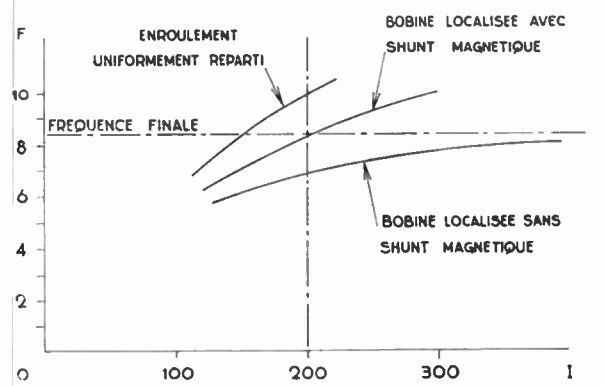


FIG. 11. — Variation de la fréquence d'accord de la cavité pour différentes conditions de polarisation. Fréquence en Mégahertz, courant en Ampères.

cavité en fonction du courant de polarisation dans le cas d'un enroulement réparti, d'une bobine localisée, et d'une bobine localisée avec shunts, la capacité étant maintenue, dans les trois cas, à sa valeur de fin de cycle.

Les shunts sont constitués par un empilement de tôles d'acier doux de 0,5 mm d'épaisseur collées à l'araldite. Le flux variable de polarisation peut ainsi y pénétrer.

6. Réduction de la puissance dissipée

6.1. Choix de la solution

La solution choisie diminue la puissance dissipée dans les tubes de l'amplificateur haute fréquence (travail sur charge accordée).

Le choix d'un accord mixte diminue considérablement la puissance dissipée dans la bobine de polarisation puisque le courant de polarisation doit être beaucoup moins important que dans la solution avec capacité fixe.

D'autre part la tension accélératrice étant imposée la puissance réactive de la cavité est proportionnelle à la capacité et à la fréquence : on voit qu'il y a intérêt à diminuer la capacité quand la fréquence croît.

On peut cependant montrer qu'une telle diminution de capacité n'entraîne pas de réduction proportionnelle des pertes dans la cavité. En effet si, pour une fréquence donnée, la capacité est diminuée, l'accord ne sera obtenu que par augmentation de la self, c'est-à-dire par réduction du courant de polarisation. Le réseau de courbes de la figure 7 montre alors que le coefficient de surtension Q du ferrite tend à décroître. Comme les pertes de ce type de cavité sont essentiellement des pertes dans le ferrite (les pertes cuivre sont insignifiantes), la puissance dissipée ne diminue pas autant qu'on pourrait l'espérer. Nous verrons au paragraphe 6.3 comment nous avons pu pallier cette difficulté.

Enfin le choix d'une cavité à accord mixte nous a permis de tolérer les fuites magnétiques haute fréquence, c'est-à-dire de disposer de nombreux canaux de ventilation. Un système de réfrigération par air forcé capable d'évacuer plus de 2 kW tout en maintenant une température constante dans l'enceinte de la cavité, grâce à un groupe Frigidaire, a été construit par la Société Electro-Froid. La figure 12 qui représente les variations du coefficient de surtension des ferrites utilisés avec la température, montre tout le bénéfice que l'on peut retirer d'un fonctionnement à une température relativement basse et contrôlée.

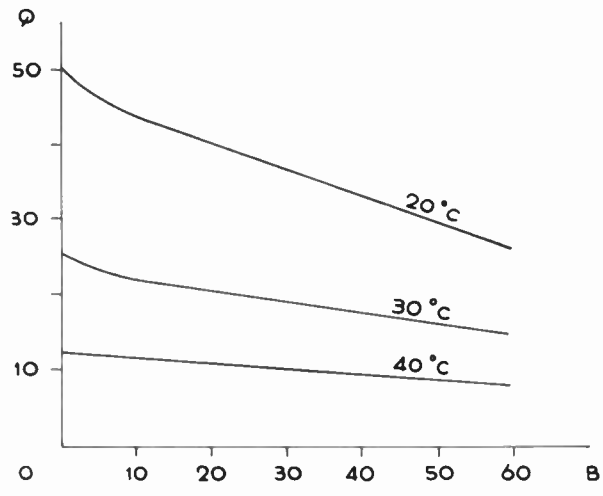


FIG. 12. — Variations du coefficient de surtension du Fernilite 1101 avec la température et l'induction alternative B. Le champ polarisant est nul ; la fréquence est égale à 760 kHz ; l'induction est exprimée en Gauss (valeur de crête).

6.2. Choix des paramètres

En première analyse ce choix constitue un compromis entre le poids de la charge de ferrite et la puissance d'excitation haute fréquence.

En réalité ce compromis s'est trouvé influencé par un grand nombre de facteurs, si bien qu'il faut plutôt le considérer comme le résultat de l'application d'une politique générale à la solution de multiples difficultés de détail, comme nous avons tenté de l'expliquer dans les paragraphes précédents.

En résumé, des considérations géométriques ont imposé les dimensions des cadres. En choisissant une charge de 32 cadres de Fernilite 1 101, on aboutit à une capacité tournante de valeur maximum égale à 800 pF, et à une puissance haute fréquence inférieure au kilowatt à la fréquence initiale, l'induction alternative initiale étant de 60 Gauss.

La valeur minimum de la capacité tournante, connexions comprises, peut être de l'ordre de 50 pF pour un condensateur papillon facilement réalisable. La capacité parasite de la cavité elle-même étant de l'ordre de 200 pF, le rapport des capacités finale et initiale est de 4 et le rapport des selfs doit être voisin de 40, ce qui est possible même avec des fuites haute fréquence importantes.

6.3. Réduction des pertes en haute fréquence par l'utilisation d'une charge hétérogène de ferrites

La cavité comporte 40 cadres, dont 32 de Fernilite 1 101. Les 8 cadres restants sont en Fernilite 1 102.

Nous nous proposons d'indiquer comment l'utilisation d'une telle charge hétérogène permet de réduire les pertes dans la cavité aux fréquences les plus élevées de la bande.

La figure 6 montre qu'au delà d'une certaine valeur du courant de polarisation, le Fernilite 1 102 a une perméabilité incrémentale plus élevée que le Fernilite 1 101. Par conséquent si les cadres de Fernilite 1 102 sont mêlés aux cadres de Fernilite 1 101, ils pourront à partir d'une certaine valeur du courant de polarisation avoir une réluctance du même ordre que celle des cadres de Fernilite 1 101, et par conséquent constituer une bonne partie de la self de la cavité.

Aux fréquences élevées cette self doit être près de 40 fois plus faible qu'à la fréquence initiale. A ce moment le courant de polarisation est d'autant plus important que les cadres de Fernilite 1 102 peu polarisables tendent à diminuer son action. On peut donc distinguer deux effets favorables :

a) la réluctance du groupe des cadres de Fernilite 1 102 est du même ordre que celle du groupe des cadres de Fernilite 1 101. Or, le coefficient de surtension du Fernilite 1 102 est très élevé. Ceci améliore le coefficient de surtension globale de la cavité.

b) pour réaliser l'accord malgré la présence du Fernilite 1 102, il faut saturer davantage le Fernilite 1 101. L'accroissement du courant de polarisation nécessaire améliore le coefficient de surtension du Fernilite 1 101 comme le montrent les courbes de la figure 7.

Ces deux effets permettent moyennant une augmentation de la puissance de polarisation, de diminuer la puissance haute fréquence dans la partie supérieure de la bande. Or, le dispositif accélérateur travaille dans cette zone pendant la plus grande partie du cycle (fig. 5). On conçoit l'intérêt de cette possibilité d'optimisation des puissances haute fréquence et basse fréquence par l'utilisation d'une charge hétérogène de ferrites.

La charge hétérogène utilisée pour la cavité de Saturne nous a permis de rendre la puissance haute fréquence quasi indépendante de la fréquence dans toute la bande de 760 kHz à 8,5 MHz, ce qui facilite le fonctionnement de l'amplificateur et du régulateur de la tension accélératrice.

7. Condensateur variable

7.1. Loi de capacité en fonction du temps

Au cours d'un cycle de fonctionnement, la loi de variation de la capacité peut être décomposée en trois phases :

— la phase « aller », correspondant à l'accélération, dure 900 millisecondes pendant lesquelles la capacité passe de sa valeur maximum à sa valeur minimum en suivant une loi bien déterminée.

— la phase « retour » dure également 900 millisecondes pendant lesquelles la capacité repasse de façon arbitraire de sa valeur minimum à sa valeur maximum.

— la phase « repos » dure 1 400 millisecondes, pendant lesquelles la capacité se maintient à sa valeur maximum à 0,3 % près.

La phase « aller » est la phase active pendant laquelle la cavité accélératrice doit constamment être accordée sur la fréquence du maître oscillateur. Cet accord est obtenu en jouant simultanément sur la self et sur la capacité.

Le condensateur produisant la variation de capacité est un organe mécanique. Il présente de l'inertie et est toujours en retard par rapport à l'ordre qui lui est donné. Si à un certain instant la capacité est trop grande l'accord est obtenu par une diminution supplémentaire de la self, donc par un accroissement du courant de polarisation des ferrites. Pour un retard excessif, l'alimentation de polarisation ne pourrait plus fournir le courant nécessaire et la cavité serait désaccordée.

On voit qu'il existe une limite au retard admissible du condensateur. Cette limite détermine un domaine à l'intérieur duquel la courbe représentative de la variation de la capacité doit être entièrement située (fig. 13).

Dans le cycle effectivement réalisé, la capacité passe de sa valeur maximum, 800 pF, à sa valeur minimum, 40 pF, en 300 millisecondes environ. Elle effectue la moitié de sa variation et atteint la valeur de 420 pF en un peu moins de 100 millisecondes.

La réalisation de ce cycle rapide a été obtenue en diminuant autant que possible l'inertie du condensateur et en utilisant un moteur d'asservissement à fort couple de démarrage.

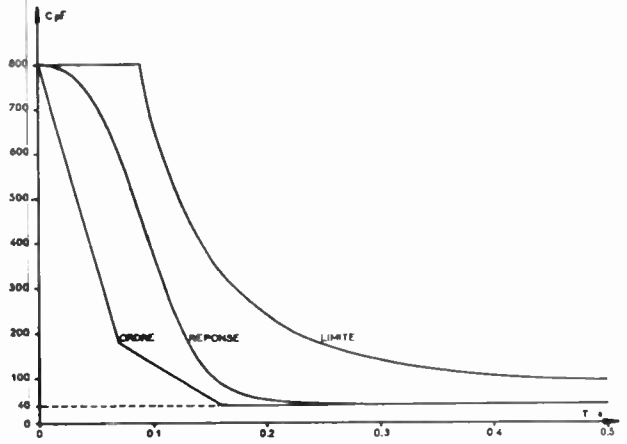


FIG. 13. — Variations de la capacité du condensateur rotatif au cours du cycle. On a porté sur la même figure l'ordre, la réponse, et la limite admissible.

7.2. RÉALISATION DU CONDENSATEUR PROPREMENT DIT

Le condensateur variable, réalisé par la Société ELVECO, est du type tournant et se présente sous la forme dite papillon (2 stators et un rotor).

L'axe de rotation est horizontal ; le poids du rotor dont les lames sont en duralumin est de 5,5 kg et son moment d'inertie polaire de 0,025 kg.m². La tension nominale haute fréquence appliquée entre les 2 stators est de 2 300 volts de crête, néanmoins nous avons pris un large coefficient de sécurité en adoptant un écartement de 3 mm entre les lames du stator et celles du rotor ; ce dernier, isolé de la masse, est à un potentiel voisin de zéro.

Le courant réactif traversant le condensateur a une valeur moyenne de 40 ampères efficaces et une valeur de pointe de 60 ampères efficaces.

La valeur de la capacité maximum est de 1 600 pF entre chacun des stators et le rotor, et de 800 pF entre les deux stators.

7.3. RÉALISATION DU DISPOSITIF D'ASSERVISSEMENT

La variation de la capacité en fonction du temps définie au paragraphe 7.1 est obtenue en asservissant la position angulaire du condensateur papillon à une tension de commande. La loi de variation de cette tension de commande, qui passe de – 50 volts à + 50 volts, est déterminée par un traducteur de fonctions (réseau à diodes), à partir d'une tension, image de la variation du champ magnétique de SATURNE.

Le dispositif d'asservissement, réalisé par la Société des Servomécanismes Electroniques, comprend un coffret électronique de commande et une platine mécanique (fig. 14) sur laquelle sont montés le condensateur papillon, son moteur d'entraînement et les machines tournantes, nécessaires au fonctionnement et à la stabilisation du servomécanisme (variomètre et dynamo tachymétrique). La difficulté majeure rencontrée pour la réalisation de cet asservissement provient de la grande accélération angulaire imposée au système compte tenu de son moment d'inertie polaire élevé.

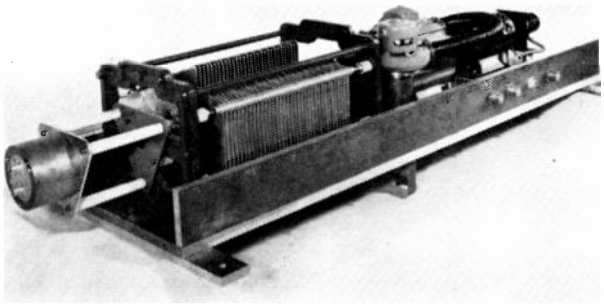


FIG. 14. — Condensateur variable et son dispositif d'asservissement.

Différents modes d'entraînement du condensateur par le moteur ont été envisagés tels que trains d'engrenages réducteurs et embrayages magnétiques, mais ont été abandonnés. Finalement, un fonctionnement satisfaisant a été obtenu à l'aide d'un accouplement direct des différents organes montés en ligne. Pour obtenir une tenue mécanique suffisante des accouplements, les sorties d'arbres et les manchons sont cannelés et assemblés à force. Dans ce montage, la ligne d'arbre ne tourne que d'un quart de tour dans un sens puis revient à sa position initiale par une rotation identique en sens inverse. Le moteur utilisé est un moteur série, fabriqué par la Société Ragonot, qui possède deux enroulements inducteurs bobinés en sens inverse.

N'effectuant qu'une rotation alternative d'un quart de tour, l'induit est alimenté directement par des fils souples spiralés, ce qui, en éliminant le collecteur, supprime les ennuis de commutation. Le passage du courant dans chacun des enroulements inducteurs est commandé par un thyratron séparé. En agissant au choix sur l'un ou l'autre de ces thyratrons on règle la vitesse de rotation du moteur dans un sens ou dans l'autre.

Ces thyratrons alimentés directement en alternatif à partir du réseau à 220 volts 50 Hz, sont commandés par un amplificateur électronique. Nous avons ajouté un troisième thyratron, monté en sens inverse des deux premiers pour que le moteur soit alimenté à coup sûr moins de 10 millisecondes après l'ordre de départ, quel que soit l'instant d'arrivée de cet ordre par rapport à la phase du secteur.

8. Dispositifs de couplage

8.1. Couplage de la puissance haute fréquence

Le coefficient de surtension étant de l'ordre de 20, l'amplificateur haute fréquence doit fournir un courant de valeur vingt fois moins élevée que celui qui circule à la surface des conducteurs et à travers le condensateur d'accord de la cavité.

Le couplage est réalisé, pour chaque moitié de ce dispositif symétrique, par une boucle d'excitation qui relie l'anode de l'étage push-pull et la haute tension en entourant le noyau magnétique. On évite ainsi l'emploi d'une self de choc pour l'alimentation de l'étage.

De plus, pour améliorer le couplage aux hautes fréquences, un condensateur relie directement l'anode et la lèvre correspondante de l'intervalle accélérateur. L'inductance propre de la boucle d'excitation et la capacité du condensateur de couplage déterminent une fréquence de croisement, au-dessous de laquelle le courant haute fréquence circule dans la boucle et au-dessus de laquelle il passe par le condensateur et circule à la surface des parois de la cavité. Une résistance d'amortissement évite la résonance à la fréquence de croisement (fig. 15).

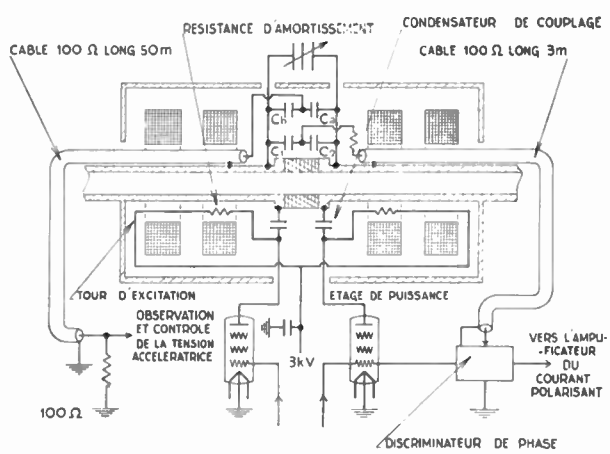


Fig. 15. — Boucles de couplage de la cavité accélératrice.

8.2. Couplage du dispositif de mesure de la phase

Au cours des essais, nous avons observé qu'à une fréquence privilégiée on pouvait exciter une oscillation parasite des deux lèvres de l'intervalle accélérateur par rapport à la masse. Il s'agit d'une résonance de la self des deux moitiés de la cavité, mises en parallèle, et de la capacité parasite du condensateur rotatif par rapport à la masse.

Cette résonance ne modifie pas la tension entre les lèvres de l'intervalle accélérateur et n'a aucune action sur le faisceau ; il est donc essentiel qu'elle ne soit pas enregistrée par le discriminateur de phase.

D'autre part la tension plaque-masse de l'étage de puissance contient une proportion non négligeable de distorsion harmonique. Or le discriminateur de phase est particulièrement sensible à la distorsion de la forme d'onde, et les erreurs de discrimination qui en résultent perturbent le fonctionnement du dispositif d'accord automatique.

Ces considérations montrent que la tension entre les lèvres de l'intervalle accélérateur est la seule tension qui soit suffisamment pure pour servir de signal d'entrée au discriminateur.

La figure 15 schématise la disposition topologique adoptée pour conduire cette information vers l'organe de mesure.

Remarquons par ailleurs que pour conserver l'image de la phase le long d'un câble coaxial, il ne faut pas adapter le câble, mais au contraire favoriser les ondes stationnaires ; l'impédance de sortie du coaxial est une capacité, et l'on tolère une petite résistance série pour éviter l'amplification des harmoniques très élevés correspondant à la résonance dimensionnelle du câble.

8.3. Couplage du dispositif de mesure de l'amplitude

Une disposition topologique analogue à la précédente permet de conduire au pupitre central de Saturne l'image de l'amplitude de la tension accélératrice. Dans ce cas, le câble utilisé est adapté sur son impédance caractéristique Z_k. Pour que l'image obtenue ne dépende pas de la fréquence de travail, il faut avoir $\omega C_b Z_k \gg 1$, C_b fait partie du diviseur capacitif et joue le rôle de capacité d'entrée pour le coaxial (fig. 15).

Nous avons décrit ailleurs le dispositif de couplage du régulateur de niveau de la tension accélératrice [7].

9. Conclusion

La réalisation de la cavité à accord mixte décrite ci-dessus nous a permis, en réduisant considérablement l'échelle du dispositif accélérateur, de mener au laboratoire un grand nombre d'essais préliminaires et par conséquent de gagner un temps précieux au moment de la mise en service de Saturne.

Grâce à cette réduction d'échelle, nous avons pu prévoir des sous-ensembles de rechange pour toute l'électronique du dispositif accélérateur, ce qui évite le dépannage sur place en cas de défaut et permet d'assurer une exploitation quasi continue.

On peut affirmer, au bout de six mois de fonctionnement de Saturne, que le long travail de recherche d'une solution satisfaisante a entièrement porté ses fruits : le dispositif accélérateur, qui constitue pour un synchrotron à protons une partie délicate, n'a posé aucun problème, ni à la mise en route, ni en exploitation.

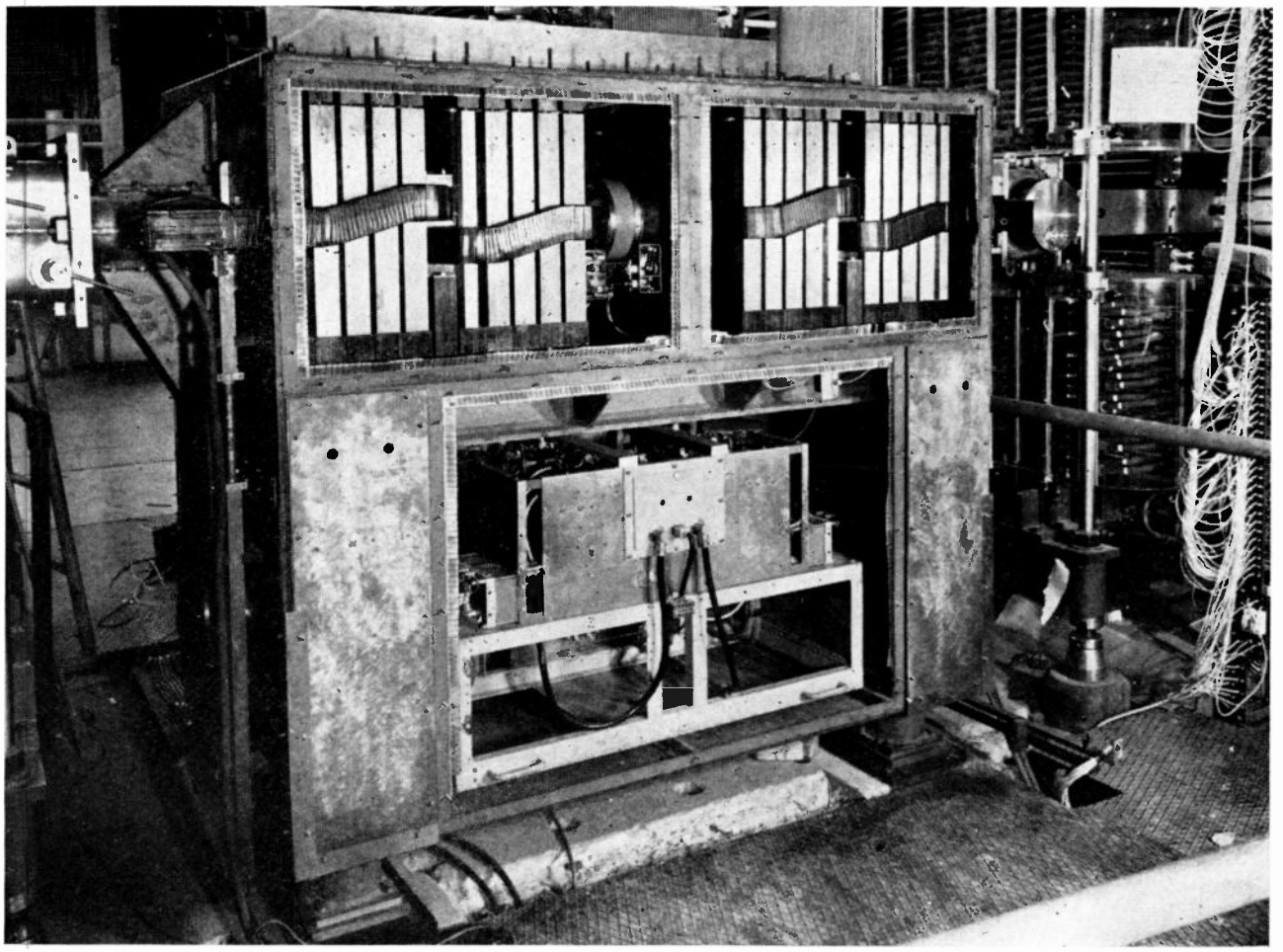


FIG. 16. — Vue générale de la cavité accélératrice.

Il nous est impossible de citer tous ceux qui ont contribué à cette recherche et aux tâches souvent difficiles de la construction et de la mise au point. Qu'il nous soit permis cependant de rendre hommage à la mémoire de I. PODLIASKY, dont les précieux enseignements ont contribué si profondément au succès d'une entreprise qu'il ne lui fut malheureusement pas donné de voir achevée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PAUTHIER M. — Conditions générales de la H.F. d'un synchrotron à protons, *note CEA* Nº 81, juillet 1954.

[2] HIBBARD L.U. — The radio frequency system of the Birmingham proton synchrotron. *J. Sci. Instrum.* Vol. 31, p. 363, 1954.

[3] WINNIGSTAD C.N. — The RF system of the Bevatron, 4 juin 1954, UCRL 2593.

[4] PODLIASKY I. — Etude d'une constitution particulière de la cavité accélératrice et des circuits H.F. y associés. Service des Accélérateurs, CENS, IP. 4, 16 décembre 1954.

[5] GABET A. et MARTIN J. — Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 530.

[6] CHIRON B. et SCHOEN R. — Le maître-oscillateur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 537.

[7] GLAUDE V., LEVY B. et LEPROUX G. — L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 560.

[8] GOURSKY V. et GUTMANN P. — Amplificateur de courant continu de 400 ampères à transistors. *Onde Electrique*, juin 1959, page 564.

[9] PIERRE J. — Thèse Conservatoire National des Arts et Métiers, à paraître.

[10] PRACHE P.M. — Structures Granulaires Ferromagnétiques, Dunod 1957.

[11] PODLIASKY I. — Etude de ferrites destinés à la cavité accélératrice et aux dispositifs d'accord automatique du synchrotron de Saclay. Service des Accélérateurs, CENS, IP 5, 28 mars 1955.

[12] PODLIASKY I. — Elimination d'ondes stationnaires dans les cavités inductives et sa répercussion sur le champ polarisant les ferrites. Service des Accélérateurs, CENS, IP 7, 14 juin 1955.

[13] NEHAMA F. — Mesure du coefficient de qualité des tores de ferrite L.T.T. 1101 taillés dans la masse des premières grandes briques. Service des Accélérateurs, CENS-AC-2179, 28 février 1956.

[14] DELYON G., GOMEZ G., LESCROEL Y. et PIERROT A. — Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron. *Onde Electrique*, juin 1959, page 556.

Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron

PAR

G. DELYON, G. GOMEZ, Y. LESCROEL,
A. PIERROT
Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques
Conflans-Sainte-Honorine (Seine-&-Oise)

1. Etude préliminaire

La réalisation du noyau en ferrite de la cavité accélératrice du synchrotron à protons a posé des problèmes technologiques assez délicats.

Ces problèmes proviennent, en particulier, de clauses techniques imposées par le Commissariat à l'Energie Atomique et des dimensions inhabituelles du noyau.

Le poids total atteignant, en effet, une tonne, sa réalisation n'a été possible qu'en décomposant le circuit magnétique en une trentaine de « cadres », ayant une fenêtre d'environ 200 × 550 mm.

La figure 1 indique la méthode de réalisation. Chaque cadre est formé de vingt briques élémentaires, collées avec une résine éthoxyline (Araldite).

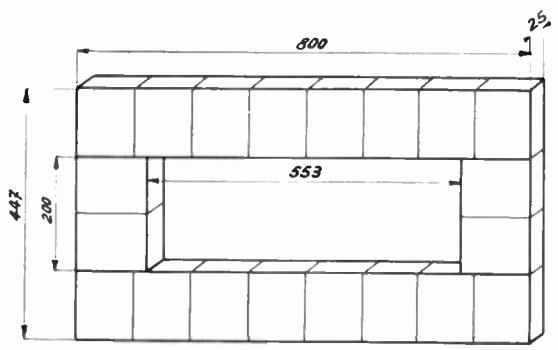


FIG. 1

Etant donnée la gamme de fréquences utilisée (0,76 MHz à 8,5 MHz), on savait, d'après les essais effectués par les chercheurs de Brookhaven et de Philips, que seul un matériau à base de ferrite de nickel pourrait convenir. Malgré sa perméabilité élevée, le ferrite de manganèse-zinc n'était pas utilisable, par suite des pertes élevées se produisant dans ce matériau aux hautes fréquences (effets dimensionnels et effets gyromagnétiques).

Après quelques essais, effectués sur tore, le ferrite de nickel LTT type Fernilite 1 101 fut retenu.

Afin d'améliorer la qualité en haute fréquence et afin de diminuer la puissance consommée, il fut prévu d'utiliser également quelques cadres en Fernilite 1 102 et en Fernilite 1 103.

Le tableau I donne les perméabilités μ, les coefficients de qualité $Q = \frac{L\omega}{Re}$ et les points de Curie θ_c des Fernilites utilisés.

TABLEAU I

Type de matériau	μ	Q		θ_c °C
		Fréquence MHz	Valeur nominale	
Fernilite 1 101 ..	800 à 1 000	0,8	25	100
Fernilite 1 102 ..	200	3	80	300
Fernilite 1 103 ..	100	10	100	380

Le Fernilite 1 101 étant, malgré son bas point de Curie, le seul qui convienne pour la partie principale du circuit magnétique, un système de refroidissement a été prévu pour maintenir sa température au voisinage de la température ambiante, ce qui évitait la recherche problématique de matériaux nouveaux insensibles à la température.

Etant donné les exigences, à la fois sur la perméabilité et sur la qualité du matériau, une étude fut entreprise, à cette époque, et nous montra l'importance, maintenant connue, des faibles additions d'oxyde de cobalt dans les ferrites de nickel utilisés.

La figure 2 donne les courbes de perméabilité μ et de facteur de qualité Q pour les matériaux Fernilites en fonction de la teneur en oxyde de cobalt.

Pour le Fernilite 1 101, par exemple dans les conditions demandées ($\mu \simeq 800$, $Q \simeq 20$), une teneur d'environ 0,4 % en molécules de CoO était convenable.

On a vu (1) que le principe de la cavité était basé sur un circuit accordé, dont la valeur d'inductance variait en fonction d'un champ continu superposé. La variation de la perméabilité du Fernilite 1 101, en fonction d'un champ continu superposé, était donc capitale.

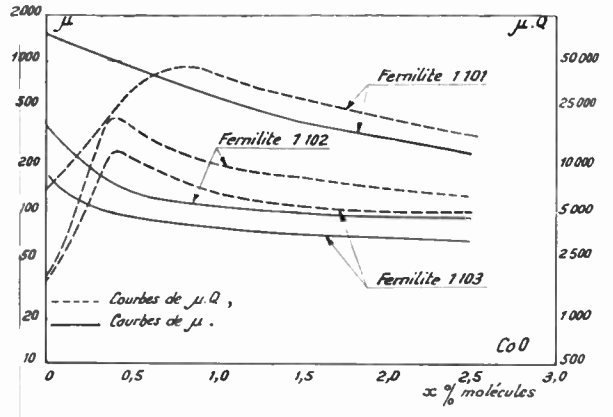


FIG. 2

Cette variation est donnée par la courbe de la figure 3.

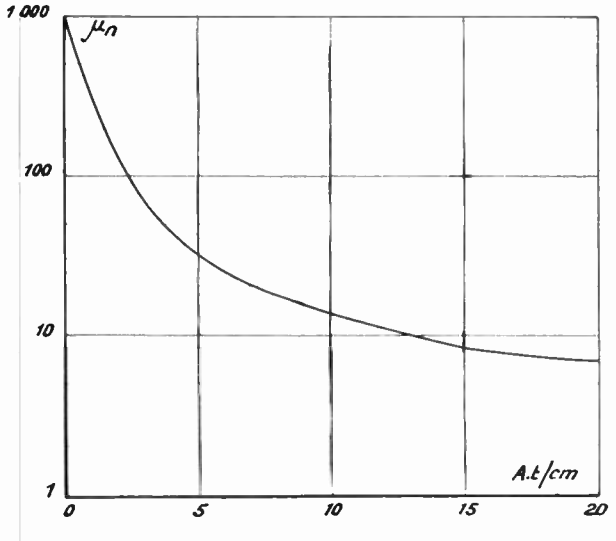


FIG. 3

A la demande du Commissariat à l'Energie Atomique, un modèle réduit au tiers fut d'abord livré pour faciliter les calculs du projet définitif et effectuer des vérifications.

2. Réalisation

La fabrication des cadres est identique, dans son principe, à la fabrication normale des noyaux ferrites, dont nous rappelons brièvement le processus, issu des techniques céramiques et de la métallurgie des poudres : broyage et mélange intime de l'oxyde de fer, de l'oxyde de nickel et de l'oxyde de zinc, très purs ; addition de liants organiques ; matriçage des poudres par compression à froid ; évacuation des liants ; frittage sous atmosphère contrôlée ; usinage par rectification ; contrôle des qualités mécaniques et magnétiques des pièces au stade final de leur fabrication.

En plus des difficultés de réalisation industrielle des pièces de format courant, en ferrite de haute qualité, la réalisation des cadres posa de nouveaux problèmes qu'il a fallu résoudre en moins de vingt mois.

Tout d'abord, les dimensions du circuit magnétique, dont la plus grande était de 80 cm (voir fig. 1), n'ont permis d'envisager sa fabrication que par assemblage de pièces élémentaires de plus faibles dimensions.

Au début de l'étude, nos possibilités se limitaient à des pièces n'excédant pas 10 cm dans leur plus grande dimension. Même décomposés en briques élémentaires, les cadres nous ont posé des problèmes de matriçage ardus, tels que : uniformité de pression, absence de fentes, force maximum des presses, etc. Aux autres stades de fabrication, des problèmes du même genre se sont posés.

Du point de vue de l'utilisateur, on devait restreindre le plus possible le nombre de joints d'assemblage qui, bien que de très faible épaisseur, augmenteraient très vite la réluctance du circuit et ne pourraient que diminuer la résistance mécanique de l'assemblage.

Ces considérations ont conduit à concevoir le cadre comme l'assemblage de vingt briques élémentaires de 123,5 × 100 × 25 mm, collées. A partir de ce dessin, un calcul simple indique que chaque épaisseur de joint de colle ne doit pas excéder 17 microns, afin que la perméabilité effective du cadre ne soit pas inférieure à 85 % de la perméabilité du matériau (environ 1 000).

Pour des commodités de réalisation, de transport et d'utilisation, l'ensemble a été divisé en quatre éléments : deux grands barreaux et deux petits, ce qui permet de démonter le circuit magnétique à tous moments.

Nous allons examiner successivement la fabrication des briques élémentaires, la fabrication des barreaux et la réalisation des cadres à partir de ces derniers éléments.

Les poudres de ferrite de nickel LTT types Fernilite 1 101, 1 102 et 1 103 sont obtenues par lots homogènes d'environ 60 kg, correspondant à la charge d'un broyeur à billes. Après mesure de la qualité magnétique du lot sur un noyau torique témoin, on procède au matriçage de chaque brique, par compression suivant sa plus faible dimension, afin de réduire le plus possible les inégalités de compression.

La compression s'effectue à l'aide d'une presse hydraulique de 300 tonnes, à simple effet, dont les vitesses de descente et de remontée du piston de compression sont relativement lentes, environ 1 cm/s. Cette presse est équipée d'une matrice étudiée pour

(1) Voir article J. LECOMTE, R.J. LE GARDEUR et J. TAILLET, La cavité accélératrice de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 543.

tenir compte du retrait au frittage de la pièce crue, qui est d'environ 20 %, résister à l'effort appliqué : 200 à 300 tonnes, permettre, dans toute la mesure du possible, de rendre égale la pression sur les deux grandes faces et permettre le démoulage en accompagnant la brique entre les deux poinçons au sortir de la matrice pour éviter des fentes parallèles aux faces comprimées.

La figure 4 représente sommairement la matrice exécutée en acier spécial, en position de compression.

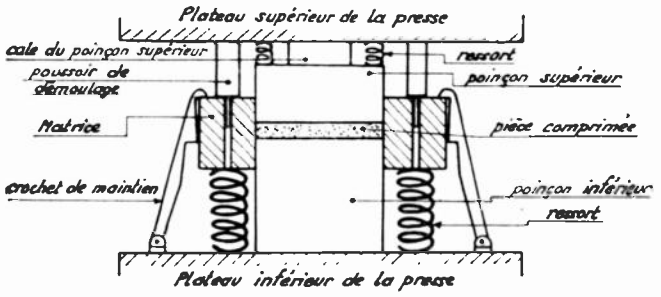


FIG. 4

Les ressorts inférieurs sont dimensionnés de façon à juste compenser le poids de la matrice, ce qui lui permet de s'abaisser pendant la compression, entraînée par les frottements de la poudre contre la paroi latérale.

Il s'établit ainsi un équilibre réduisant les écarts de compression entre les faces supérieure et inférieure de la pièce.

Les crochets de maintien de la matrice entrent en service dès la fin de la compression et empêchent la matrice de remonter. On relâche la pression, ce qui permet d'enlever les cales de poinçon supérieur et l'on procède au démoulage de la brique en faisant descendre à nouveau le piston supérieur, qui abaisse la matrice par l'intermédiaire des poussoirs de démoulage.

Au cours de ce mouvement, le poids de la partie mobile du poinçon supérieur, augmenté de la force des petits ressorts, repose sur la brique. Ainsi maintenue sur ses deux faces, la brique ne se fendille pas, bien que, à mesure qu'on la dévêtit, ses dimensions latérales augmentent de plus d'un millimètre. Accrochée à nouveau en position basse, la matrice flottante s'immobilise tandis qu'on remonte le piston supérieur pour pouvoir retirer la brique.

La technique de l'opération de matriçage a évolué au cours même de l'exécution de la commande.

Les premières briques furent réalisées à partir de poudre ayant subi une précuisson (préfrittage), dans le but de réduire le retrait lors de la dernière cuisson (frittage proprement dit), donc de réduire les déformations au cours de ce traitement.

Cette technique conduit à des pièces de bonnes qualités mécaniques et magnétiques et relativement peu poreuses ; cependant, l'opération de préfrittage, exigeant un rebroyage de la poudre, une addition des liants et une évacuation de ces derniers avant frittage, allongeait les délais de fabrication.

Un premier progrès a consisté à matricer la poudre non préfrittée, mais additionnée de liants spéciaux. Par la suite, la plus importante réussite dans ce domaine fut la mise au point d'une technique de matriçage de poudre non préfrittée et non additionnée de liants, qui permit de réduire les délais de fabrication.

Les briques ainsi matricées sont placées dans des nacelles réfractaires et reposent sur un lit de grains d'alumine permettant, lors du retrait au frittage, d'éviter des adhérences sur le fond de la nacelle, risquant d'entraîner des fentes.

Le frittage s'effectue dans des fours à résistances, permettant de travailler à des températures comprises entre 1 200 et 1 250 °C, sous atmosphère d'oxygène. La durée du cycle de frittage est plus longue que pour des pièces courantes en ferrite, car les pièces sont d'autant plus sensibles aux variations rapides de température qu'elles sont plus grosses. En fait, la durée du cycle était de 48 heures pour un séjour de 4 heures à la température de frittage de 1 220 °C.

Un premier contrôle de la qualité mécanique est effectué sur la pièce au sortir du frittage. On vérifie les dimensions et l'absence de fentes ou de clivages rendant la brique inutilisable ; les qualités magnétiques : perméabilité initiale et coefficient de surtension sont mesurées sur des tores fabriqués dans le même broyage, à la même pression, et frittés dans le même four que les briques.

On procède alors à la rectification des briques, qui s'effectue, à l'aide de meules diamantées, par passes de 0,01 à 0,03 mm maximum, avec arrosage abondant.

La dureté du ferrite dépasse, en effet, celle du verre et sa conductivité thermique est très faible, comparée aux alliages métalliques.

Cette rectification s'effectue en deux stades ; une mise à la cote et une passe de finition sur les joints destinés à être collés.

Cette opération est exécutée à l'aide d'une rectifieuse de plus petite capacité, équipée d'une meule diamantée à grains très fins.

La limite supérieure de l'épaisseur des joints de colle, fixée à 17 microns, exige, sur la planéité des faces à coller, une précision de 5 microns. Après lavage et étuvage sous vide des pièces, on procède à leur groupement, pour constituer soit un petit barreau comprenant deux briques, soit un grand barreau comprenant huit briques, chaque groupe ainsi constitué n'étant plus divisé au cours des opérations ultérieures.

Cette opération est effectuée dans le but de fournir des cadres à caractéristiques magnétiques aussi constantes que possible.

Chaque brique est mesurée en inductance, à l'aide d'une culasse en forme de U bobiné, dont les faces de contact avec la brique sont rectifiées glacées.

Chaque barreau sera constitué de briques dont la moyenne des inductances sera comprise dans d'étroites limites.

Après avoir ainsi associé les éléments d'un barreau, on procède au contrôle mécanique de planéité des faces à joindre, à l'aide d'un comparateur pneumatique Solex.

Les faces à joindre des deux briques à assembler sont choisies de telle sorte que, en déplaçant le gicleur du comparateur entre les deux faces disposées parallèlement à l'aide des cales étalons, on ait la plus faible déviation possible.

Le sens d'assemblage du barreau étant repéré sur chaque brique, on procède alors à l'imprégnation du matériau ferrite par une solution de colle, de même composition que celle qui servira à assembler les briques. Cette opération a un double but. En premier lieu, elle assure que la couche de colle, qui sera chargée d'assurer l'assemblage, ne disparaîtra pas dans les pores de la brique. Ensuite, elle donne, pour l'avenir, une certaine assurance que l'humidité ou même d'autres agents ne viendront pas, à travers les pores, attaquer « par derrière » le joint de colle.

Après séchage et traitement de durcissement de la colle d'imprégnation, on nettoie soigneusement les faces à joindre à l'acétone pure et on y étale la colle.

La condition mécanique, imposée au collage, était un essai de flexion sous une charge de 420 kg à l'endroit même du joint, placé entre deux appuis séparés de 76 mm, soit un moment fléchissant de 8 kgfm, le barreau reposant sur une de ses grandes faces comme indiqué à la figure 5.

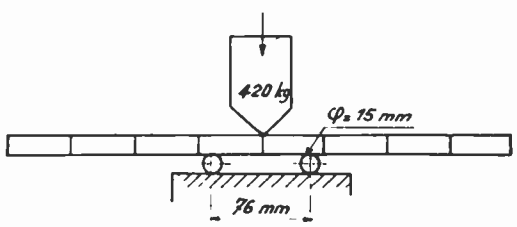


FIG. 5

Nous avons déjà vu que les conditions magnétiques imposaient une épaisseur de joint inférieure à 17 microns. Le choix et la mise en œuvre de cette colle ont été l'un des plus importants problèmes techniques.

Grâce à l'aide du Commissariat à l'Energie Atomique, en particulier de M. ARMAND, nous avons gagné beaucoup de temps dans la mise au point de ces collages minces et solides. La variété adoptée a été le type *Araldite XV* (résine éthoxyline), de St-GOBAIN (CIBA).

Cette technique, appliquée à LTT, a permis de réaliser des joints dont l'épaisseur était comprise entre 5 et 15 microns, épaisseur qui fut vérifiée à la fois par un examen des joints au microscope métallographique et par la comparaison des perméabilités mesurées sur tores taillés dans le centre de deux des briques d'un assemblage, par rapport au troisième tore, taillé à cheval sur le joint.

On utilise un mélange d'Araldite proprement dit et de durcisseur correspondant, dans la proportion

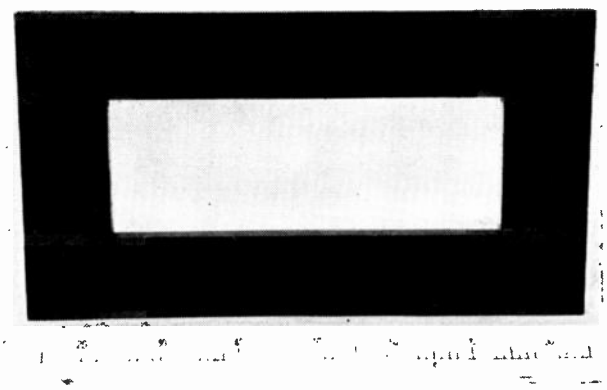


FIG. 6. — Photographie d'un des cadres de ferrite de la cavité

de 30 parties de durcisseur pour 100 parties d'Araldite. Ce mélange est étendu sur les faces à assembler. On effectue un préchauffage de 30 minutes à 90 °C pour évacuer les solvants et, ensuite, les briques sont serrées dans un montage assurant une pression de 6 kg/cm², à l'aide de ressorts étalonnés. Le traitement thermique final consiste à chauffer le barreau, dans son montage, pendant 4 heures, à 180 °C, et à effectuer le refroidissement dans l'étuve, chauffage interrompu, en 5 heures environ.

Les barreaux, à ce stade de leur fabrication, présentent des imperfections géométriques : légers glissements des briques entre elles, surépaisseurs locales, « bavures » de colle durcie, etc., qui nécessitent une reprise en rectification de toutes les faces, sauf les deux petites faces d'extrémité, qui peuvent être éventuellement ajustées par simple tronçonnage au disque diamanté.

Un soin tout particulier est apporté à la rectification des joints magnétiques d'extrémités des barreaux. En particulier, les deux petits barreaux d'un même cadre sont associés et leurs plus petites faces d'extrémités sont rectifiées, les deux barreaux étant ensemble sur la machine afin de réduire au minimum les quatre entrefers résiduels.

Les barreaux sont alors lavés et étuvés sous vide à une température supérieure au point de Curie du Fernilite 1 101 (100 °C), afin de les sécher parfaitement et de les ramener à l'état magnétiquement vierge. On ne peut, en effet, exercer de contrôle magnétique sérieux sur des pièces qui ont été laissées en état d'aimantation par le plateau magnétique de la machine.

La fabrication des barreaux se termine alors par un essai mécanique à la flexion, exercé sur chaque joint collé.

On procède enfin au revêtement du barreau, par une solution de vernis hydrofuge durcissant à la température ambiante.

Toujours dans le souci de livrer des cadres à propriétés magnétiques aussi égales que possible, on associe les barreaux après les avoir mesurés individuellement par rapport à un même barreau étalon.

Après mesure des propriétés magnétiques des cadres, ceux-ci reçurent un marquage portant non seulement le type Fernilite et un numéro d'ordre, mais aussi le repérage du sens d'assemblage ayant conduit à la plus forte perméabilité du circuit.

Les mesures magnétiques furent effectuées à l'aide d'un bobinage fixé sur un plateau en matériau isolant, dans lequel on glisse les quatre barreaux.

Seules ont été mesurées, au pont de mesures d'inductance, la perméabilité initiale sous courant faible, à basse fréquence : 800 hertz, pour les trois variétés de Fernilite utilisées : Fernilite 1 101, 1 102 et 1 103 et les perméabilités et le coefficient de qualité au Q mètre, à 800 kilohertz pour le Fernilite 1 101, à 4 mégahertz pour le Fernilite 1 102 et à 9 mégahertz pour le Fernilite 1 103.

Le choix du bobinage a, lui-même, posé un problème concernant la répartition et le nombre des spires. Il convenait, en effet, d'éviter une mauvaise répartition du flux, des fuites magnétiques et une correction trop forte de capacité répartie. De plus, il était commode de pouvoir introduire les barreaux dans un bobinage sans être gêné par les spires d'angles. Une plaque percée, immobilisant 14 spires, nous a fourni la solution, mais la mesure à deux fréquences s'est avérée nécessaire pour effectuer la correction de capacité répartie.

3. Transport

Les barreaux des divers cadres étant assez maniables, l'emballage et le transport n'ont pas posé de problème et aucun bris ne s'est produit en cours de transport.

4. Conclusion

La réalisation du noyau en ferrite du synchrotron, bien que nous ayant posé des problèmes difficiles, a été menée à bien dans les délais prévus (livraison des cadres d'essais en mars 1956 ; livraison des cadres de la cavité en mars 1957). Cette étude nous a beaucoup appris, quant à la fabrication de grosses pièces en ferrite, technique pouvant trouver d'intéressants débouchés dans le domaine des transformateurs de puissance à haute fréquence, etc.

L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne

PAR

V. GLAUDE, B. LEVY et G. LEPROUX

Département d'Electronique
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

L'amplificateur haute fréquence du dispositif accélérateur est destiné à fournir à la structure accélératrice une énergie que cette structure transmet à son tour, en partie, au faisceau de particules. Il doit maintenir une tension de 2 300 volts de crête entre les lèvres de l'intervalle accélérateur pour une bande de fréquence qui s'étend de 760 kHz à 8,5 MHz, en supposant que la structure accélératrice se comporte à toutes les fréquences de la bande comme une charge résistive supérieure à 1 000 ohms. En fait, cette condition étant obtenue à l'aide d'un dispositif d'accord automatique, il nous a paru prudent de prévoir d'éventuels déréglages de cet asservissement et de construire un amplificateur susceptible de maintenir une tension nettement supérieure à la tension imposée même si l'accord n'est pas rigoureusement réalisé. Nous avons ainsi adopté une très large marge de sécurité et porté à 6 kW (sous 3 000 V de crête) la puissance que l'amplificateur est capable de fournir à la cavité accélératrice.

2. Diagramme fonctionnel

Le diagramme fonctionnel de l'ensemble amplificateur représenté sur la figure 1 fait apparaître sa subdivision en trois parties :

a) les organes de couplage, qui ont pour fonction l'introduction dans la chaîne de la tension d'excitation fournie par le maître-oscillateur,

b) les préamplificateurs à large bande qui permettent d'amener la tension haute fréquence à un niveau suffisant pour l'excitation de l'amplificateur de puissance. Accessoirement, ces organes permettent un asservissement du gain de la chaîne,

c) l'amplificateur de puissance qui comporte lui-même des organes intermédiaires à large bande et un amplificateur final à bande étroite.

Les organes de couplage sont situés à proximité du maître-oscillateur (salle électronique bas niveau) et sont accessibles à tout moment.

Les préamplificateurs sont situés dans le hall de SATURNE à une dizaine de mètre de la cavité accélératrice, zone interdite au personnel pendant la période de fonctionnement de SATURNE en raison des rayonnements dangereux émis par l'accélérateur. Ils sont donc simplement accessibles pour les opérations qui précèdent la mise en route et après l'arrêt de l'accélération.

L'amplificateur de puissance est monté dans un châssis situé au-dessous de la cavité dans une cage de Faraday que l'on n'ouvre que périodiquement pour les opérations de maintenance et de vérification.

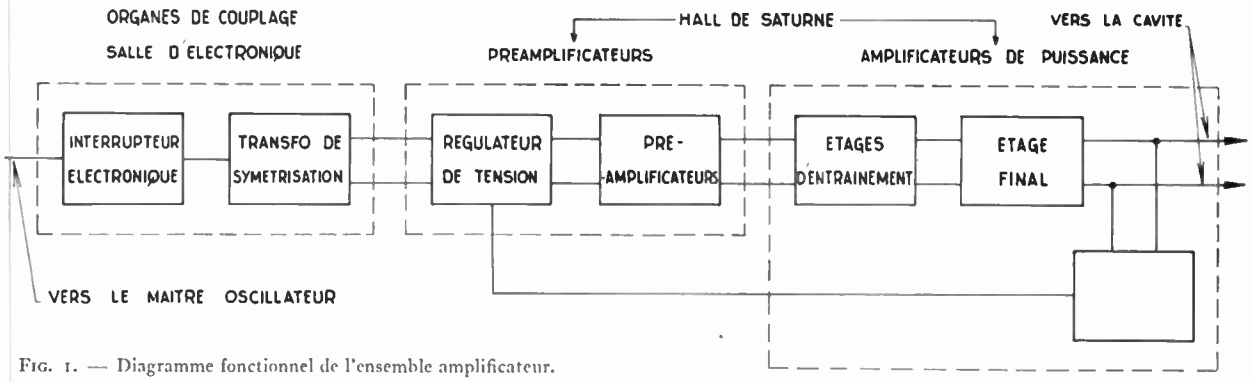


FIG. 1. — Diagramme fonctionnel de l'ensemble amplificateur.

2.1. ORGANES DE COUPLAGE.

Pendant la période d'injection des particules dans la chambre à vide de SATURNE, il convient d'éviter de leur apporter une énergie qui pourrait empêcher la spiralisation du faisceau ; il est donc essentiel qu'aucune tension ne soit appliquée à l'intervalle accélérateur. Dès la fin de la période de remplissage, le signal de haute fréquence variable, fourni par le maître oscillateur, doit être appliqué à l'entrée des amplificateurs.

Le premier des organes de couplage est destiné à assurer cette fonction ; c'est un interrupteur électronique que l'on débloque à l'aide d'une impulsion délivrée après retard réglable, à partir d'un signal de déclenchement fourni par le faisceau lui-même. A la fin du cycle d'accélération, l'interrupteur est bloqué par une impulsion délivrée par le dispositif général de cadencement de SATURNE.

L'interrupteur électronique est un montage cascode de deux tubes V_1 et V_2 (voir figure 2). Le signal de haute fréquence est appliqué sur la cathode de V_2 et est recueilli sur la plaque de V_1 lorsque le tube V_2 est débloqué. Il suffit de rendre la grille de V_2 très négative pour bloquer et, par conséquent, ouvrir l'interrupteur ainsi constitué. Afin d'éviter que le changement du niveau moyen de tension de la plaque de V_1 à l'établissement ou à la coupure du courant plaque ne constitue un important transitoire qui pourrait saturer les étages suivants, on a recours à un troisième tube V_3 se substituant à V_2, à l'ouverture de l'interrupteur. L'ensemble est commandé par un bistable qui fournit des tensions de sens de variation opposés aux grilles de V_2 et V_3.

On arrive à réduire le transitoire à un niveau négligeable en équilibrant les courants des tubes V_2 et V_3 et en choisissant convenablement la valeur des capacités de liaison.

Les autres organes de couplage sont destinés à transmettre le signal de la salle électronique au Hall de SATURNE. Nous avons choisi une disposition symétrique, propre à réduire l'effet des inductions parasites (ronflement du secteur ou impulsions) que favoriserait la grande longueur des câbles (plus de soixante mètres). La Société L.T.T. a étudié et monté à cet effet un ensemble comprenant un transformateur à large bande dissymétrique à basse impédance (150 ohms au primaire, 2 fois 75 ohms au secondaire) et des coaxiaux d'impédance caractéristique 75 ohms protégés par des écrans supplémentaires. Le transformateur est à double écran, ce qui assure une bonne séparation des masses des ensembles à bas niveau et à haut niveau. On peut ainsi transmettre avec un excellent rapport signal/bruit une tension aussi faible que 0,5 volt de crête entre bornes symétriques.

2.2. PRÉAMPLIFICATEURS

Une modulation accidentelle de la tension accélératrice se traduit dans un synchrotron par des effets de deux types :

a) si la tension accélératrice décroît, le domaine de stabilité de phase décroit également tandis que la phase synchrone tend vers 90°. A la limite, si la tension de crête V devient inférieure à la différence de potentiel U que doit traverser la particule synchrone (1) le domaine de stabilité de la phase disparaît et l'on ne peut plus accélérer.

b) si la tension accélératrice est modulée en amplitude à des fréquences voisines de celles de l'oscillation synchrotron (2 000 à 3 000 Hz dans le cas de SATURNE) on excite de dangereuses oscillations de phase et des oscillations radiales du faisceau. On perd alors les particules qui abandonnent le synchronisme ou vont frapper les parois de la chambre.

Il est donc essentiel de réguler l'amplitude de la tension accélératrice, à la fois pour pallier les difficultés provenant des variations de l'impédance de la cavité avec la fréquence et effacer les modulations parasites à des fréquences harmoniques de 50 Hz qui prennent naissance dans l'amplificateur. D'autre part, l'utilisation du faisceau peut exiger que l'on fasse varier les conditions de stabilité des particules en fin de cycle, par exemple pour étaler dans le temps leur chute sur une cible. Cette opération s'effectue avec une grande commodité lorsque l'on dispose d'un moyen de réguler l'amplitude de la tension accélératrice.

Le premier des amplificateurs que nous rencontrons dans la chaîne en suivant le signal de haute fréquence amené par les organes de couplage, est destiné à réaliser cette régulation. Il est constitué par un étage symétrique de lampes à pente variable, attaqué par la cathode et à gain réglé par la grille

(1) Rappelons que U est fonction de la vitesse de variation du champ magnétique.

de commande. Le dispositif de contre-réaction est simple : un circuit de détection monté entre les lèvres de l'intervalle accélérateur assure directement la commande des grilles des lampes à pente variable sans interposition d'aucun amplificateur d'asservissement.

Une tension de référence que l'on peut à volonté maintenir constante ou programmer fixe le point de conduction des diodes de détection et permet ainsi de pré-déterminer l'amplitude de la tension accélératrice.

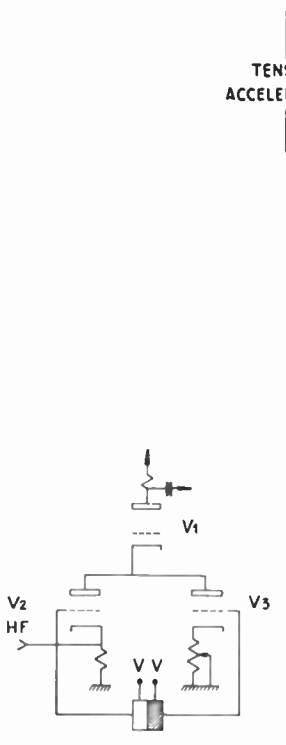


FIG. 2. — Schéma fonctionnel de l'interrupteur électronique.

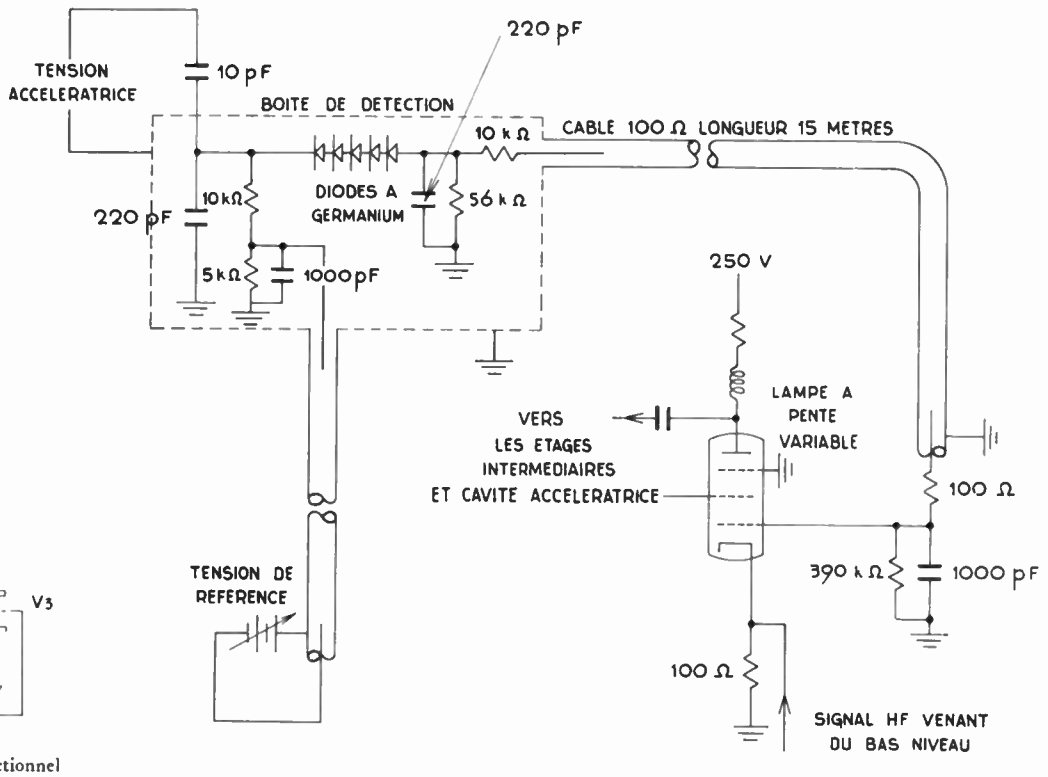


FIG. 3.

Les caractéristiques de cette chaîne très simple sont suffisantes pour effacer les variations dangereuses de l'amplitude tout en permettant une montée rapide de tension au début du cycle. La figure 3 représente le schéma de principe de ce dispositif (2).

Le second organe de la chaîne de préamplificateurs comporte deux étages en cascade symétrisés par couplage cathodique, un montage cathode-follower à deux voies capable de transmettre le signal, à un niveau de 30 volts de crête entre sorties, à l'amplificateur de puissance, par l'intermédiaire de deux câbles de 20 mètres adaptés à 200 ohms.

2.3. Amplificateur de puissance

L'étage d'entrée de l'amplificateur de puissance est constitué par une double pentode P 2/40.

Les deux étages amplificateurs d'entraînement sont bâtis sur le même schéma : deux tubes Philips QBW 5/3 500 en classe AB_2 sont montés en push-pull. La liaison entre étages et la liaison à l'étage de puissance sont réalisées au moyen de transformateurs à large bande à noyau de ferrite. L'alimentation plaque des deux étages est commune, le débit des quatre tubes est voisin de 4 A sous une tension de 2 000 volts. Les quatre écrans, alimentés à 800 V, débitent environ 100 mA.

L'étage final comporte deux tubes L.C.T. 3891 A pouvant dissiper une puissance de 3,5 kW par plaque. Le montage est également un push-pull en classe AB_2 ; sa charge est accordée, l'impédance correspondante est réelle et voisine d'un millier d'ohms dans toute la bande de 760 kHz à 8,5 MHz. La tension d'alimentation plaque est de 3 000 volts, le débit de l'étage à pleine excitation est voisin de 4,5 A. La tension d'écran est de 1 500 volts et le débit de l'ordre de 50 mA. Les grilles de commande sont polarisées par une alimentation auxiliaire à – 265 volts.

2.3.1. *Liaison entre étages*

La principale difficulté de réalisation et de mise au point de cet amplificateur résulte de la nécessité d'obtenir entre 760 kHz et 8,5 MHz à la fois l'invariance et la symétrie du gain des deux voies du push-pull. Les propriétés de symétrisation de couplage et des réseaux de correction constituent un facteur essentiel. Les figures (4.1) et (4.2) donnent

(2) La rédaction de ce paragraphe est due à M. Le Gardeur.

le schéma de la liaison entre étages, et permettent d'en comprendre le fonctionnement.

Aux basses fréquences, le problème est dominé par une antirésonance de l'inductance principale du transformateur avec les capacités parasites ; aux fréquences moyennes, les résistances R jouent un rôle prépondérant ; aux fréquences élevées, le facteur de transmission est relevé par la résonance série des inductances de fuite et de compensation avec les capacités d'entrée de l'étage suivant.

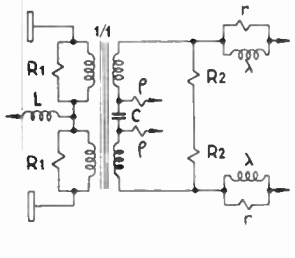


FIG. 4-1. — Schéma de la liaison des étages de puissance.

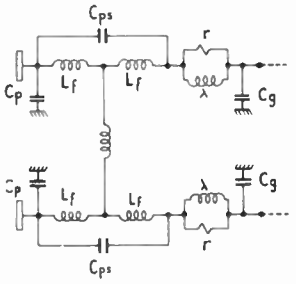


FIG. 4-2. Schéma électrique équivalent.

Il existe une légère différence entre les éléments correspondant à chaque voie de l'amplificateur, ce qui entraîne que les résonances séries ne sont pas exactement à la même fréquence pour les deux voies. Il est essentiel, du point de vue de la symétrisation, de ne pas fixer le potentiel du point milieu des enroulements du transformateur : en effet, une telle disposition entraînerait à la résonance série d'une des voies la création d'une boucle à basse impédance susceptible d'absorber une partie importante de la puissance transmise, ce qui se traduirait par une chute brutale du gain de la voie non affectée par la résonance. On évite ces déséquilibres en alimentant le primaire et le secondaire du transformateur à travers des impédances de chocs.

2.3.3. *Disposition générale*

L'amplificateur de puissance se présente sous la forme d'un chariot enfermé dans une cage de Faraday située sous la cavité accélératrice. Cette cage comporte des filtres qui permettent d'amener à l'amplificateur les tensions d'alimentation. Les passages de coaxiaux et les amenées d'eau désionisée pour le refroidissement des tubes de puissance ont été disposés de façon à minimiser les fuites du champ électromagnétique régnant dans la cage de Faraday. On a également prévu une bonne ventilation de l'intérieur de l'enceinte, quoique tous les tubes des étages d'entraînement et de l'étage de puissance soient refroidis par eau.

Le chariot (voir figures 5 et 6) lui-même, est monté sur roulettes. Il a 1,16 m de large, 0,86 m de profondeur et 0,72 m de haut ; il pèse 200 kg. Ses sous-ensembles fonctionnels sont interchangeables en totalité (cas de l'étage d'entrée monté en tiroir) ou en partie (cas des étages d'entraînement et de puissance, dont certains éléments sont montés sur plaques amovibles).

3. Conclusion

La politique générale suivie dans la réalisation de cet équipement vise à atteindre le maximum de sécurité

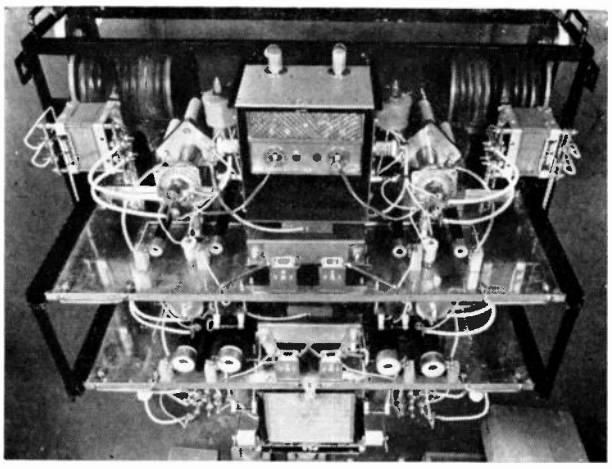


FIG. 5. — L'amplificateur haute-fréquence.

d'exploitation et de souplesse. De grandes précautions ont été prises dans le choix des éléments. Les sous-ensembles de la chaîne sont tous montés en châssis interchangeables et le nombre indispensable de tiroirs de rechange a été prévu. L'amplificateur de puissance lui-même a été réalisé en deux exemplaires interchangeables.

Le premier de ces exemplaires, qui est toujours en service, a été longuement testé et modifié avec l'aide des utilisateurs. Nous avons ainsi pu aborder la construction du second avec une bonne expérience pratique du problème.

Ce travail a été fait en étroite collaboration avec le Service de Physique Appliquée et nous tenons à remercier en particulier MM. LE GARDEUR, MERARD et NEHAMA.

M. LE GARDEUR, qui était chargé de l'étude de la cavité accélératrice, a réalisé la régulation de tension de l'intervalle d'accélération.

M. MERARD a fait l'étude des transformateurs de puissance.

M. NEHAMA s'est occupé des préamplificateurs.

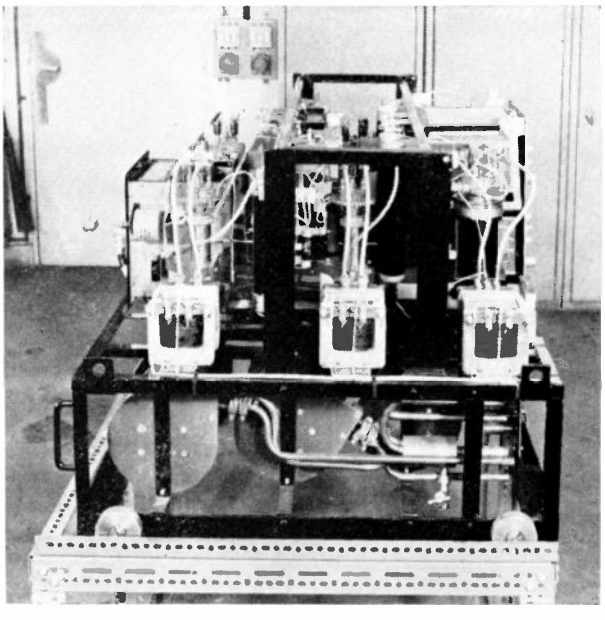


FIG. 6. — L'amplificateur haute-fréquence.

Amplificateur de courant continu de 400 ampères à transistors

PAR

V. GOURSKY, P. GUTMANN

Département d'Electronique

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

L'amplificateur à transistors décrit ci-dessous est inséré dans une boucle d'asservissement chargée d'accorder sur la fréquence instantanée d'accélération la cavité du synchrotron à protons SATURNE. L'accord à maintenir est obtenu simultanément par la variation de la capacité d'un condensateur entraîné par un moteur, et par la saturation au moyen d'un fort courant d'un noyau de ferrite entrant dans la constitution de la cavité. Un signal d'erreur élaboré dans un discriminateur en fonction du désaccord, est appliqué à l'entrée d'un amplificateur de courant. Les enroulements de saturation placés dans l'étage de sortie, doivent engendrer, d'après les conditions imposées, une force magnétomotrice maximum de 4 000 At. Le nombre des spires qui entourent le ferrite est fixé à 10 pour permettre un fonctionnement en basse tension ; il est donc demandé à l'amplificateur de délivrer à chaque cycle un courant maximum de 400 A [1].

Le cycle de travail de l'installation se décompose en :

une phase passive : le courant demeure constant, son intensité étant fixée à une valeur initiale faible (prépolarisation de quelques ampères) durée : 2 s. environ,

une phase active : l'intensité du courant croît de la valeur de prépolarisation à une valeur de quelques centaines d'ampères — durée : 0,9 s environ.

Les propriétés des transistors ont entraîné leur emploi dans la réalisation des étages de puissance, tandis que les tubes ont été adoptés pour les étages préamplificateurs. Par mesure de sécurité deux ensembles de 400 A, identiques, indépendants et associables en parallèle, ont été construits.

1. Détermination de l'étage de puissance

Choix du montage : La difficulté réside dans le choix du schéma à adopter pour obtenir le gain en courant maximum avec le nombre d'étages minimum. Aussi, bien que l'association en chaîne collecteur à la masse — collecteur à la masse de deux transistors possède des performances légèrement supérieures à celles de l'association collecteur à la masse — émetteur à la masse, cette seconde disposition a été préférée ; sa pente $\frac{\Delta I_{\text{sortie}}}{\Delta I_{\text{entrée}}}$, de valeur plus élevée, permet en effet de limiter l'excursion de la tension de commande.

D'autre part, une très forte intensité étant demandée aux étages de puissance, il est nécessaire de répartir le courant total, en effectuant plusieurs groupements série-parallèle entre les transistors [2] [3].

Nombre de transistors : Les transistors DELCO 2N 173 ont été choisis pour les caractéristiques intéressantes qu'ils offrent :

— courant de collecteur, : – 13 A max.
— tension collecteur-émetteur : – 60 V max.
— puissance dissipée à 25 °C, : 55 W max.

La détermination du nombre de transistors à utiliser repose sur la valeur maximum I_{max} tolérée pour chacun d'eux. En adoptant par mesure de prudence, un coefficient de sécurité égal à 2, il vient :

$$n = \frac{400\,\text{A}}{6\,\text{A}} \simeq 67 \text{ transistors pour } I_{\text{max}} = 6\,\text{A}.$$

On prendra en pratique $n = 64$ transistors.
Par ailleurs, la limite de 6 A fixée pour le courant permet de conserver au gain β_2 des transistors de sortie une valeur élevée, quel que soit le point de fonctionnement : β_2 décroît de 100 à 45 lorsque I croît de 0 à 6 A.

Tension d'alimentation : La valeur de la tension d'alimentation $E = -16{,}3$ V est imposée par l'amplitude de la surtension maximum (environ 12 V) atteinte aux bornes de la charge inductive ($L = 2{,}7$ mH).

Résistance d'émetteur : Pour augmenter la linéarité du montage et améliorer la répartition du courant entre les transistors, disposés en parallèle, on doit introduire dans chaque émetteur une résistance R grande devant la résistance de saturation ($R_s = 0{,}05\Omega$). On représente par ρ (0,03 Ω) la somme des résistances offerte par la charge (0,01 Ω), les

câbles de connexion (0,01 Ω) et une résistance chutrice de protection (0,01 Ω) refroidie par une circulation d'eau. Avec les notations de la figure 1,

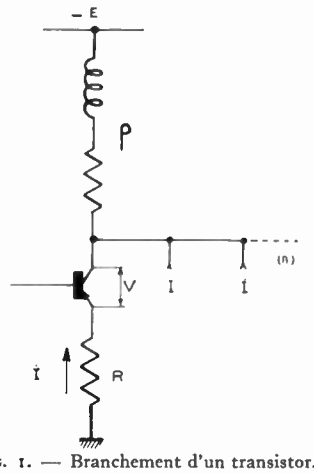


FIG. 1. — Branchement d'un transistor.

l'expression de la puissance dissipée dans un transistor en fonction de la valeur du courant I présente un maximum $\frac{E^2}{4(R + n\rho)}$ qui est atteint pour $I_{d\,max} = \frac{E}{2(R + n\rho)}$.

Par suite, avec $W_{d\,max} = 27$ W, on tire des relations précédentes :

$$R = \frac{E^2}{4\,W_{d\,max}} - n\rho \simeq 0{,}5\,\Omega \quad \text{et} \quad I_{d\,max} \simeq 3{,}4\,\text{A}.$$

2. Détermination des étages de commande

Préamplificateur à transistors : Les transistors de puissance, associés par groupes de 8, sont attaqués par un neuvième de même type (fig. 2). Une telle disposition limite le débit du transistor préamplificateur en ne le surchargeant pas et permet de conserver à son gain β_1 une valeur pratiquement constante dans toute la gamme du fonctionnement. En prenant $\beta_1 = 90$ et $\beta_2 = 45$, on détermine la valeur du courant de commande exigé pour obtenir l'intensité maximum à la sortie :

$$I_b = \frac{6\,\text{A} \times 8\,\text{transistors}}{45 \times 90} = 12\,\text{mA}$$

soit pour un ensemble de 8 groupes ($8 \times 8 = 64$ transistors) :

$$I_{bT} = 12\,\text{mA} \times 8 \simeq 100\,\text{mA}.$$

La linéarité du montage et la répartition du courant de commande I_{bT} entre les groupes se trouvent améliorées par la présence d'une résistance de 1 200 Ω en série dans les bases.

Etages à lampes : Le courant I_{bT}, d'intensité relativement modeste, est fourni par une pentode 12 E1, chargée dans sa plaque et fonctionnant en générateur d'impédance interne élevée. Ce tube, qui assure la conversion tension-courant, nécessaire pour l'attaque des transistors, est commandé à partir du discriminateur par un préamplificateur de tension à liaisons directes, de gain maximum égal à 20.

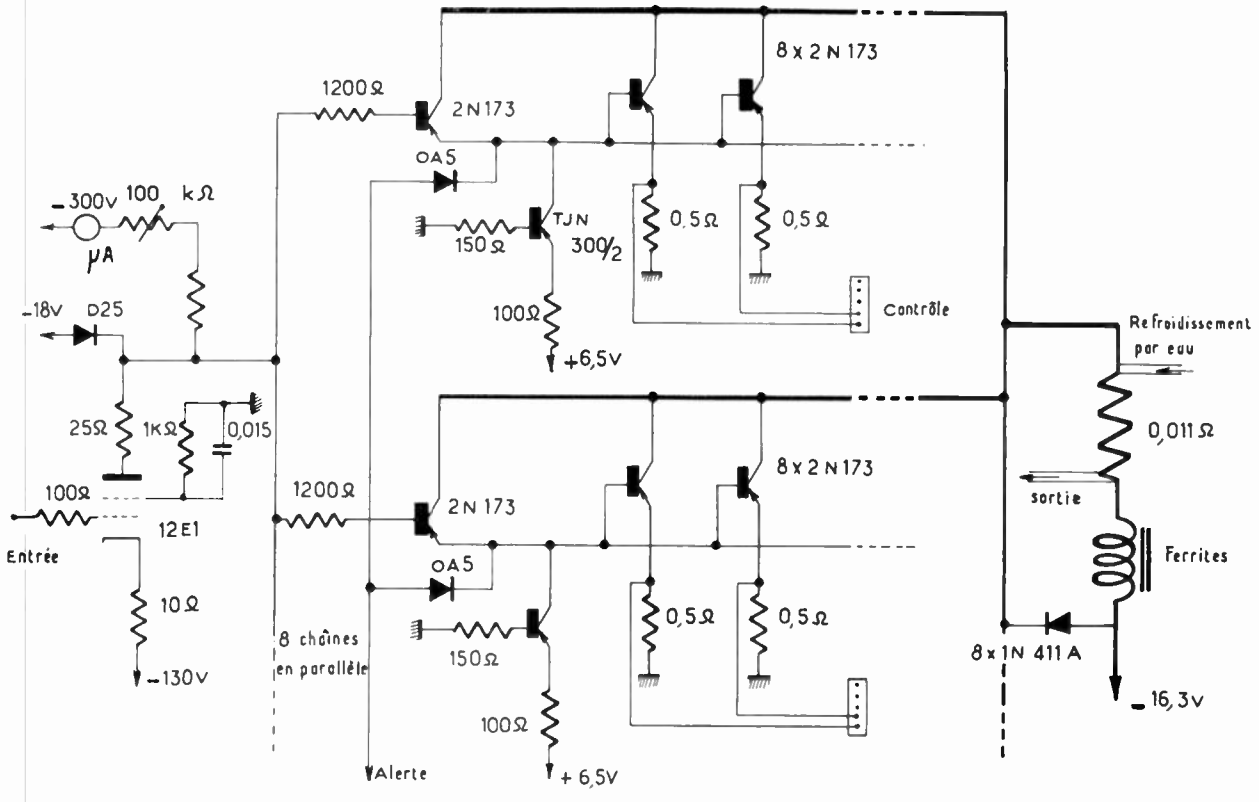


FIG. 2. — Schéma de principe de l'amplificateur.

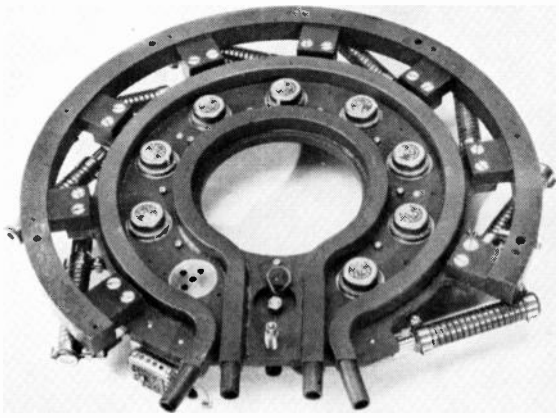


FIG. 3. — Plateau de refroidissement (vue inférieure).

3. Description

Etages de puissance : Les éléments de l'amplificateur ont été réalisés selon les données précédentes. Les transistors sont montés par groupes de 8 sur des plateaux en cuivre rouge massif ($\varnothing_{ext}$ = 280 mm, $\varnothing_{int}$ = 120 mm, e = 8 mm) dont la surface a été traitée par sablage avant d'être recouverte d'un vernis anticorrosif. Un refroidissement efficace est obtenu au moyen d'une double circulation d'eau dans des tubes de cuivre brasés sur la face inférieure ($\varnothing_{int}$ = 9 mm) (fig. 3). Les 8 plateaux superposés

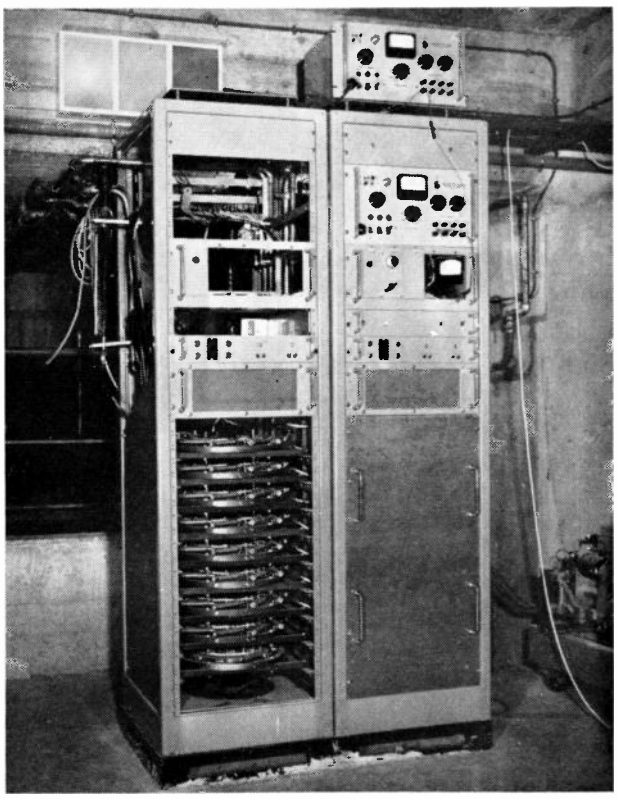


FIG. 4. — Baies de montage (en cours de construction).

(fig. 4) dans une même baie sont raccordés à deux tuyaux de forte section ($\varnothing_{int}$ = 46 mm) assurant l'adduction et l'évacuation de l'eau de réfrigération (débit : 10 l/mn).

Etages préamplificateurs : Différents essais thermiques ont montré qu'il était préférable de réunir sur un neuvième plateau refroidi indépendamment (débit : 1,5 l/mn) l'ensemble des huit transistors préamplificateurs. Une telle disposition qui isole les étages de sortie permet d'assurer une meilleure stabilité du fonctionnement en réduisant à moins de 1°C les écarts de température enregistrés par le plateau de commande. La pentode d'attaque, le préamplificateur et leurs alimentations, ainsi que les équipements auxiliaires décrits ci-dessous, sont montés dans la même baie que les plateaux.

4. Dispositifs auxiliaires

Correction du courant de repos : on retrouve sur la figure 2 le montage utilisé pour diminuer, au moyen d'un contre-courant injecté par un transistor, l'influence du courant de repos I_{co} dans l'étage de puissance. Dans ces conditions, l'intensité totale mesurée pour les huit groupes en l'absence de tension de commande, n'excède pas 350 mA.

Prépolarisation : Pour obtenir l'accord initial à 760 kHz de la cavité H.F. du synchrotron, l'amplificateur doit délivrer un faible courant de prépolarisation, stable, d'intensité comprise entre 1,5 et 3 A. Dans ce but, les transistors sont commandés au travers d'une résistance de forte valeur (100 kΩ) par le courant provenant d'une source à haute tension (– 300 V).

Alerte et contrôle : Si, à la suite d'un accident tel qu'un perçage entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor la tension d'émetteur d'un des préamplificateurs vient à dépasser un seuil préalablement fixé (– 4 V), un trigger de Schmitt commande aussitôt l'ouverture du contacteur-disjoncteur placé dans la ligne d'utilisation. On évite ainsi un court-circuit aux bornes de l'alimentation (chaîne ALERTE). Un pas-à-pas téléphonique entreprend alors le contrôle des transistors et repère automatiquement l'élément défectueux en se bloquant sur sa position (chaîne CONTROLE).

Alimentation : L'amplificateur est alimenté par une source de faible résistance interne (quelques 10^{-3} Ω) constituée d'une batterie de 12 éléments Cd-Ni de 320 Ah, chargée sous tension constante (– 16,3 V ± 0,5 %) (1). L'ondulation résiduelle est inférieure à 10 mV crête à crête. Le débit maximum prévu pour 600 A autorise l'association en parallèle des 2 ensembles amplificateurs, qui fonctionnent alors en régime légèrement réduit. Le chargeur, les filtres et le contacteur-disjoncteur sont contenus dans deux armoires situées à proximité des amplificateurs.

(1) Construite par la Société des Accumulateurs Fixes et de Traction (S.A.F.T.), Romainville (Seine).

5. Résultats des mesures

La figure 5 montre les variations du courant de commande I_{bT} et du gain $G = \frac{I_{cT}}{I_{bT}}$ en fonction du courant I_{cT} demandé à l'installation (un seul amplificateur de 400 A en service). On voit que le gain, faible à l'origine ($G \simeq 200$), prend rapidement une valeur élevée ($4200 < G < 6000$) qu'il conserve entre 35 et 350 A tandis que la relation entre les courants d'entrée et de sortie est approximativement linéaire de 1,2 à 300 A.

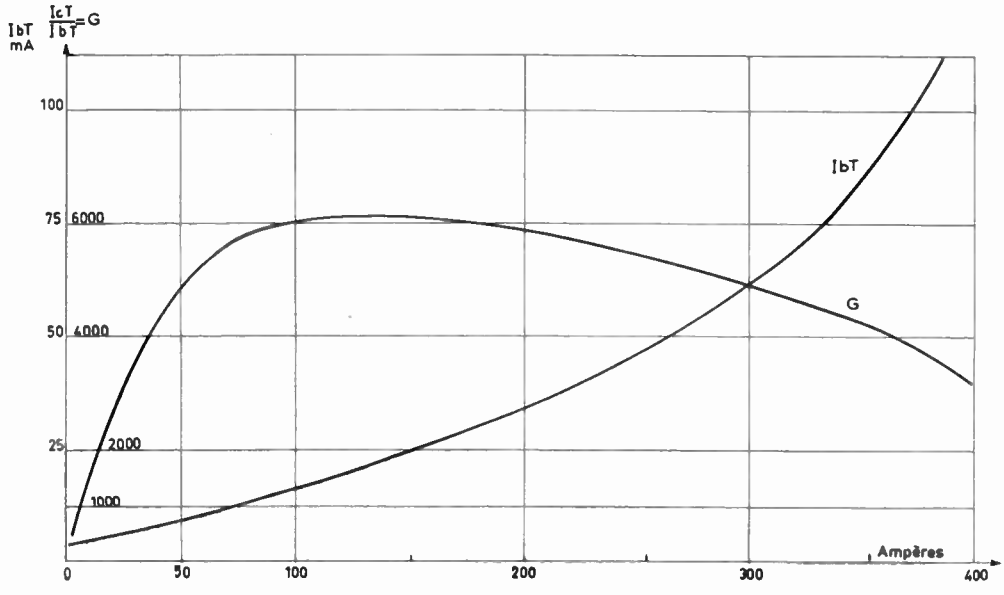


FIG. 5. — Gain en courant et intensité de commande en fonction du débit de l'amplificateur.

La figure 6 reproduit la variation du gain en courant en fonction de la fréquence pour des intensités respectivement égales à 5 et 200 A. La bande passante (350 Hz à 6 dB) de l'ensemble de la chaîne d'asservissement est en fait assez inférieure à celle de l'amplificateur à transistors car des réseaux correcteurs, placés en tête du préamplificateur à lampes, la limitent.

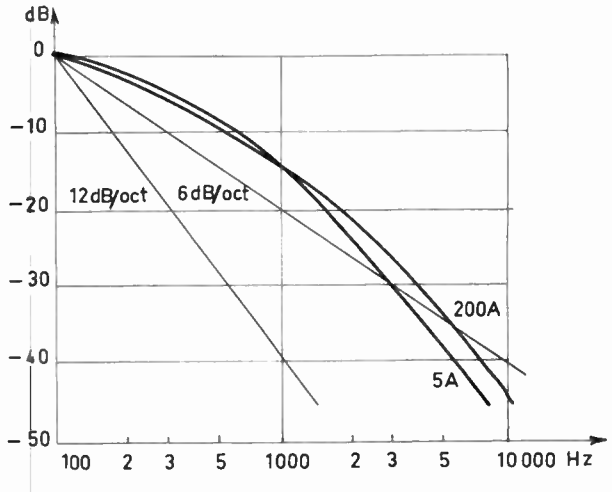


FIG. 6. — Variations du gain en courant en fonction de la fréquence.

6. Conclusion

Etudié dès 1956 sous la forme d'un modèle à 60 A n'utilisant que des transistors de puissance moyenne (4 W), cet amplificateur n'a pu voir le jour dans sa version définitive qu'après l'apparition sur le marché de transistors de forte puissance. Mis en service en août 1958, le premier des deux ensembles de 400 A a fonctionné depuis cette époque sans interruption. Deux journées seulement ont été consacrées à son entretien, au cours duquel 6 transistors furent changés à titre préventif. Cependant, bien que des résultats satisfaisants aient été obtenus avec l'appareillage actuel, il semble qu'une amélioration serait apportée du point de vue des dérives lentes en introduisant des transistors au silicium dans les étages préamplificateurs.

Les auteurs tiennent à remercier particulièrement MM. J. BLIAUX, A. GABET, et D. PINET de l'aide qu'ils leur ont apportée au cours de l'étude ainsi que MM. R. BIRLINGER et M. RAJEUL qui ont dessiné et réalisé le système de réfrigération.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. LECOMTE, R.J. LE GARDEUR, J. TAILLET. — La cavité accélératrice de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 543.

[2] A.N. DAW. — A study of transistors connected in parallel. *Indian Journal of Physics*, 1955, **29**, 3, 121-130.

[3] L.P. HUNTER. — Handbook of Semiconductor Electronics. MacGrawhill (N.Y.), 1956, p. 11-25.

SURVEILLANCE ET COMMANDE

Commandes et contrôles de Saturne

PAR

P. DEBRAINE, R. SEGALAS (1)

Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

ET

R. LOCQUE

Société d'Electricité MORS

1. Généralités

Le fonctionnement du synchrotron exige la mise en route préalable d'un certain nombre d'équipements, puis la marche suivant un programme déterminé de certains éléments dont le fonctionnement caractérise le cycle d'opérations.

Les conditions préalables sont essentiellement les suivantes :

1° la pression dans la chambre d'accélération doit être suffisamment basse pour ne pas amener de diffusions par chocs inacceptables. Ceci exige le fonctionnement de tout l'équipement de pompage et le contrôle de la pression dans la chambre ;

2° l'équipement d'alimentation de l'électro-aimant doit être prêt à débiter. Ceci exige que le groupe tourne à sa vitesse de régime, que la régulation de tension soit en marche, que l'équipement de commande des grilles soit en état de fonctionnement, que les cuves soient allumées et que le refroidissement de l'électroaimant soit assuré ;

3° l'injecteur doit être en état d'envoyer des particules dans la chambre. Ceci exige que le Van de Graaff soit en marche avec un petit faisceau permettant la régulation de l'énergie des particules à accélérer. L'optique d'injection doit être également prête à remplir son rôle ;

4° L'équipement H.F. doit être en marche à une fréquence réglée f_0 correspondant au réglage du système destiné à démarrer l'excursion de fréquence. La cavité accélératrice doit, elle aussi, être accordée sur cette fréquence de départ et le système d'accord automatique doit être en état de marche. Les équipements auxiliaires de la H.F. (calculateur, régulateur de niveau, etc.) doivent être prêts à remplir leur rôle ;

5° les équipements correcteurs de champ doivent être prêts à démarrer dès que l'ordre leur en sera donné ;

6° les équipements d'utilisation doivent être préparés suivant le programme prévu. Par équipements d'utilisation nous entendons : les cibles, le système éjecteur, éventuellement, les organes de déflexion ou d'analyse (par exemple, les organes assurant le cycle de la chambre de Wilson), les organes de comptage ou d'enregistrement ;

7° les équipements qui doivent assurer le cyclage de la machine doivent être en état de marche, prêts à commencer leur travail à l'impulsion initiale assurant le démarrage ou à l'arrivée des impulsions particulières assurant l'asservissement des différents éléments de la machine ;

8° les dispositifs assurant la surveillance du rayonnement doivent être en état de marche et le personnel chargé de ce contrôle doit avoir les moyens de s'assurer de l'évacuation des zones dangereuses avant de donner son accord pour la marche de la machine.

La marche proprement dite de la machine est assurée par un complexe d'organes dits de cadencement, réglés de façon à assurer l'exécution du programme prévu (voir article sur le cadencement [1]). Avant la mise en marche, indépendamment du contrôle de fonctionnement des équipements préparatoires, il y a lieu de donner des signaux convenables pour faire évacuer le hall de la machine.

Le fonctionnement du synchrotron fait intervenir un grand nombre d'éléments. Il est donc impossible à l'opérateur de pouvoir surveiller continuellement l'état de tous les organes. Il est d'ailleurs bon qu'il puisse, en marche normale, se consacrer entièrement au réglage des paramètres importants de la machine

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

et, en cas de défaut, localiser rapidement le ou les organes défaillants, afin de prendre immédiatement les mesures qui s'imposent. En tout cas, il y a lieu de protéger rapidement le matériel, sans attendre l'intervention du personnel. La protection contre les rayonnements amène à placer la salle de commande à une certaine distance de la salle de la machine. Cette position empêche de voir le synchrotron à partir de la salle de commande, ce qui n'est d'ailleurs pas une difficulté supplémentaire car, par suite de la dispersion du matériel et du manque de réactions extérieures de la machine pendant le fonctionnement, on ne verrait n'importe comment rien de bien significatif, sauf en cas d'incendie.

En fait, il existe trois salles de commande :

1° la salle de commande principale, à partir de laquelle se font les réglages nécessaires pendant la marche de la machine,

2° la salle de commande auxiliaire consacrée au démarrage et à la surveillance de l'alimentation de l'électroaimant. Cette salle effectue également le contrôle de l'équipement de refroidissement de l'eau ainsi que celui de la sous-station desservant le bâtiment de synchrotron,

3° la salle de contrôle des rayonnements, dans laquelle se trouvent les indicateurs et enregistreurs permettant la surveillance des niveaux de rayonnement, d'une manière permanente, en dix points sur seize répartis dans le bâtiment.

Des tableaux de commande locaux ont été installés, dans un certain nombre de cas, afin de faciliter les essais sur place. Ces tableaux sont munis d'une signalisation détaillée, une partie de celle-ci étant répétée à la salle de commande principale. Cette commande partiellement décentralisée se justifie par la nécessité d'essais en local et par le fait qu'il n'y a pas nécessité d'action sur les éléments considérés pendant la marche normale.

L'appareillage de commande a été placé dans des coffrets, des armoires ou sur des châssis suivant les circonstances et les interconnexions ont été réalisées en utilisant des câbles multiconducteurs sélectionnés dans la gamme 2, 4, 10, 19, 27 conducteurs.

Malgré l'intérêt, au point de vue de l'entretien, d'une homogénéité complète du matériel, celui-ci se trouve finalement distribué entre un certain nombre de fournisseurs, par suite de la répartition des fournitures principales. La répartition est essentiellement la suivante :

— salle de commande auxiliaire, alimentation de l'électroaimant, refroidissement sous-station : matériel ALSTHOM et MORS,

— injecteur : matériel américain,

— équipement de pompage : matériel MTI et MORS,

— optique d'injection, haute fréquence, salle de commande principale, tableau de contrôle rayonnement : matériel MORS.

La tendance a été d'employer le plus possible du matériel débrochable de très bonne qualité afin de faciliter au maximum l'élimination des défauts.

A titre indicatif, l'installation du synchrotron, proprement dite, comporte plus de 4 000 relais ou contacteurs, environ 4 400 lampes, 6 km de câble de puissance, de l'ordre de 100 km de câble multiconducteur (27, 19, 10, 4, 2 conducteurs) et 20 km de câble coaxial.

2. Principes généraux

Les circuits du synchrotron ont été étudiés de façon à assurer la protection la plus positive possible et à donner dans les meilleures conditions de rapidité les informations relatives à l'état des différents organes et aux défauts susceptibles de se produire. Les organes d'exécution sont sous la dépendance, directe ou indirecte, de contacteurs commandables à distance et permettant une réalisation facile des enclenchements nécessaires. Les circuits primaires sont donc essentiellement électriques, ils peuvent jouer, ensuite, sur d'autres formes d'énergie (par exemple, électrovannes pour les commandes hydrauliques ou pneumatiques).

2.1. PROTECTION POSITIVE

Les ordres de marche et d'arrêt sont volontaires ou asservis à d'autres éléments commandés. Les commandes de marche volontaires utilisent des circuits d'autoalimentation, les ordres étant donnés sous forme impulsionnelle au moyen de boutons-poussoirs. Dans le cas de l'asservissement à la marche d'un autre équipement, la commande est du type « interrupteur », l'ordre étant donné par le contact du relais de marche de l'équipement précédent jouant le rôle d'interrupteur. Dans tous les cas, les contacteurs retombent en cas de manque d'alimentation de commande et de manque d'alimentation de la ligne principale à laquelle ils sont connectés. Des sectionneurs permettent d'isoler les circuits pour permettre tout travail en sécurité, en aval. L'ouverture d'un sectionneur, avant l'ouverture de ses contacts principaux, fait retomber le contacteur correspondant. Ces dispositions évitent tout retour intempestif d'énergie.

La protection est assurée, d'autre part, par l'utilisation de verrouillages et de sécurités constituant des enclenchements (les verrouillages interdisent la mise en marche d'un équipement tant que certaines conditions ne sont pas réalisées, les sécurités provoquent des opérations requises — généralement l'arrêt — si une condition défavorable ou dangereuse s'établit). Les enclenchements sont étudiés, le plus possible, pour qu'une défaillance du matériel conduise à une position non dangereuse.

2.2. INFORMATION

Tous les moyens facilitant l'exploitation et activant le diagnostic en cas de panne se répercutent sur les possibilités d'utilisation et sur les frais d'exploitation de la machine. Ces moyens comprennent,

en particulier, la signalisation de position et de défaut ainsi que les mesures et observations oscilloscopiques. La mise en œuvre de ces moyens dépend des cas mais est basée sur les considérations énoncées ci-après.

2.2.1. *Signalisation de position*

Cette signalisation sert au contrôle d'exécution des ordres donnés. Dans toute la mesure du possible elle est fournie par l'état de l'équipement commandé bien que, dans un certain nombre de cas, il ait été considéré comme suffisant et plus facile de vérifier l'état d'alimentation de l'organe d'exécution correspondant. La signalisation de position est conçue de la manière suivante :

1° sous forme de *tableau* présentant les tranches d'une manière logique. La signalisation s'effectue alors au moyen de lampes, éventuellement groupées avec les boutons de commande correspondants. Il est préférable d'avoir une lampe par position, et d'utiliser des couleurs différentes suivant les positions pour faciliter la lecture. Le groupement avec les boutons-poussoirs s'effectue au mieux en utilisant des boutons-poussoirs lumineux. Ce type de présentation a été utilisé sur certains tableaux d'équipements locaux (vide) ;

2° sous forme de *schéma synoptique allumé* ; les conditions sont les mêmes que ci-dessus mais la disposition des lampes en schéma synoptique donne des indications plus parlantes. Ce type de présentation a été utilisé sur plusieurs tableaux locaux (optique d'injection, HF bas niveau et HF puissance), sur le tableau de la salle de contrôle des rayonnements et sur le tableau de la salle de commande principale. L'utilisation de voyants Mors à conduits de lumière, permettant d'avoir les différentes couleurs au même point allège le synoptique et rend son interprétation plus facile,

3° sous forme de *schéma synoptique éteint* ; le schéma synoptique est réalisé en utilisant des boutons du type « Tourner-Pousser » lumineux (TPL) s'il y a commande et du type « Tourner » lumineux (TL) s'il n'y a que signalisation. La lampe logée dans le bouton s'allume lorsqu'il y a discordance entre l'état réel du circuit et la position de ce bouton. Ce système est plus économique que le système allumé, mais il exige que les boutons puissent s'intégrer dans le synoptique sans ambiguïté, et donne des indications erronées si la lampe de discordance est grillée (il est vrai que chaque manœuvre donne l'occasion d'essayer la lampe). Ce système est employé dans la salle de commande auxiliaire.

2.2.2. *Signalisation de défaut*

Elle est destinée à permettre la localisation du, ou des défauts ayant entraîné l'arrêt de la totalité ou d'une partie de l'équipement. Il y a intérêt à attirer l'attention dans ce cas et à faire apparaître spécialement les défauts indépendants qui donnent la cause initiale des déclenchements et n'obligent pas à faire une analyse poussée des circuits à l'arrêt — par le jeu normal des sécurités — pour en déduire l'origine des déclenchements.

Les lampes de défaut sont groupées par tranches dans des boîtiers multiples, les lampes s'allument en cas de défaut et illuminent le texte identifiant le défaut. Cette manière de faire est plus économique, plus parlante aussi (car l'allumage d'une lampe dans un panneau éteint se remarque mieux que l'inverse) que l'utilisation de la signalisation de défaut par extinction. L'objection du défaut de signalisation en cas de rupture de la lampe est levée par utilisation d'une signalisation sonore simultanée ; des circuits d'essai de lampes permettent de lever le doute, le cas échéant.

L'importance de la signalisation des défauts a amené à mettre au point un circuit d'alarme standard réalisé en boîtiers Mors débrochables et utilisé sur tous les circuits de la machine. Ce circuit permet de donner une alarme sonore et lumineuse (par clignotement rapide de la lampe de défaut correspondante), de garder trace des défauts, d'être averti de leur disparition (par clignotement lent) et surtout d'enregistrer les défauts fugitifs qui sont les plus susceptibles de donner des difficultés lors de l'analyse des déclenchements.

2.2.3. *Mesures*

Les appareils nécessaires sont groupés, soit dans les salles de commande, soit sur les tableaux locaux pour assurer les mesures correspondantes.

2.2.4. *Observations oscilloscopiques*

Par suite du caractère dynamique du fonctionnement d'un grand nombre d'organes du synchrotron, les mesures oscilloscopiques sont du plus grand intérêt et la possibilité de distribution sur panneaux à fiches coaxiales des différents signaux utiles ou intéressants a été très largement exploitée. En particulier, le cadencement à temps permet le déclenchement des oscilloscopes en tout point prédéterminé (en temps) du cycle, ce qui est très utile pour observer le détail des phénomènes se produisant à un moment donné.

3. Salles de commande

3.1. Salle de commande principale

Cette salle, réalisée par Mors, comprend deux éléments distincts :

1° Un *pupitre* se développant en fer à cheval et portant presque uniquement les organes nécessaires au fonctionnement normal, c'est-à-dire les indications et commandes permettant le réglage des conditions de fonctionnement et le démarrage ou l'arrêt du cyclage. Les commandes se trouvent sur un bandeau incliné ou dans des alvéoles pouvant être fermés par des glaces. Trois oscilloscopes Tektronix (amovibles par des glissières se développant derrière

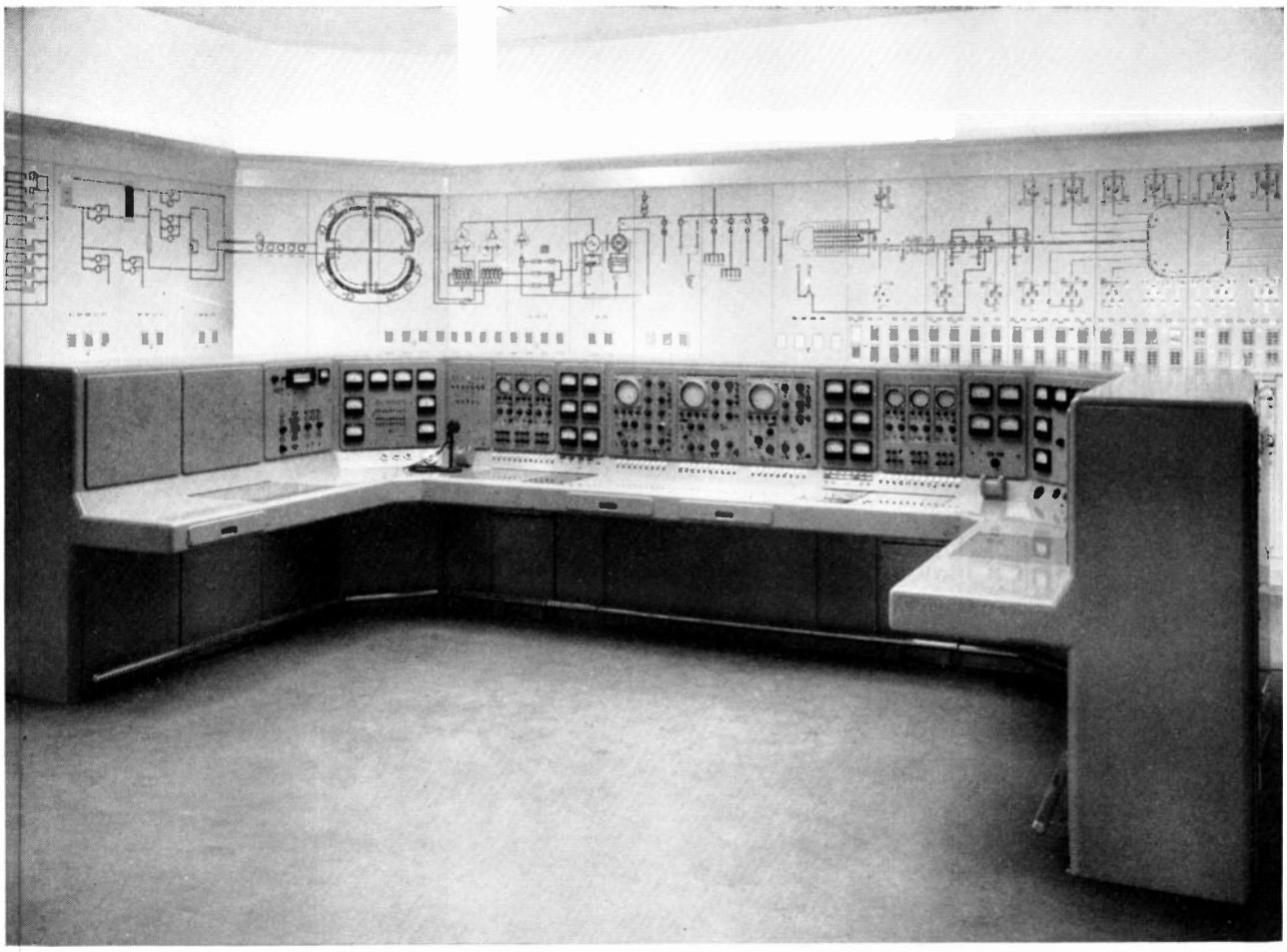


FIG. 1. — Salle de commande principale — pupitre et tableaux.

le pupitre) permettent les observations détaillées tandis que six petits oscilloscopes, plus rustiques, permettent le contrôle de certains signaux annexes. 52 prises coaxiales LTT situées sur le bandeau permettent d'alimenter les oscilloscopes à partir d'un panneau d'interconnexion permettant le raccordement à 110 câbles coaxiaux de destinations diverses. Un certain nombre d'appareils de mesure donnent des indications auxiliaires sur le fonctionnement des différents organes. Les tiroirs qui permettent de choisir les prédéterminations du cadencement se trouvent également sur le pupitre.

Les principes qui ont présidé à la conception du pupitre sont les suivants : il faut donner à l'opérateur tous les éléments nécessaires à la bonne conduite de la machine, mais il faut aussi éviter de disperser son attention par la présence d'organes dont il n'a que faire pendant la marche normale ; en particulier, les organes qui réalisent les conditions préalables ne doivent apparaître au pupitre que par l'indication de leur fonctionnement correct et par leurs éléments qui peuvent avoir à être réglés en marche, accompagnés des indications qui donnent le résultat de ces réglages.

2° Un *tableau* se développant en fer à cheval à une distance suffisante du pupitre pour permettre le passage, sans empêcher la vision de la partie supérieure par l'observateur assis au pupitre. Cette partie supérieure porte des schémas synoptiques lumineux donnant la signalisation de position de l'ensemble de la machine, en différentes tranches. En dessous, un bandeau de boîtiers de signalisation permet d'indiquer les défauts, la lecture des textes se faisant sur place. La partie inférieure est équipée pour pouvoir recevoir des châssis standards (jauges d'ionisation et compteurs du cadencement à temps).

L'éclairage de la salle, réalisé par plafonniers électriques diffusants, peut être réglé au niveau désiré pour permettre l'observation confortable des oscilloscopes.

La salle d'électronique contenant le bas niveau H.F. est mitoyenne de la salle de commande principale avec laquelle elle communique par une large ouverture permanente. Le tableau local H.F. dans cette partie et les oscilloscopes d'observation sont placés de façon à permettre une liaison facile entre les observateurs travaillant dans cette partie et ceux de la salle de commande principale.

3.2. Salle de commande auxiliaire

Cette salle, réalisée par Alsthom, comprend essentiellement un tableau et un bureau de quart, duquel

l'opérateur surveille un oscilloscope monté sur chariot mobile. L'observation de la tension appliquée à l'électro-aimant suffit généralement pour assurer la surveillance du fonctionnement de l'alimentation de l'électro-aimant.

Le tableau comprend trois panneaux portant respectivement les schémas synoptiques éteints relatifs au refroidissement, à l'alimentation de l'électro-aimant et à la sous-station du bâtiment. Ce tableau comprend la signalisation et les commandes, en particulier les commandes de cyclage électro-aimant et le choix des temps de montée et de répétition. Derrière le tableau se trouvent les châssis de relais des circuits de l'alimentation de l'électro-aimant.

3.3. Salle de controle des rayonnements

Cette salle, réalisée par CGEE Automatisme, comprend un châssis contenant les équipements électroniques et les relais des circuits de surveillance des rayonnements ou des équipements associés. Devant ce châssis, dont la face avant forme un tableau contenant cinq enregistreurs MECI multivoies, se trouve un petit pupitre portant un schéma synoptique du bâtiment avec indication de marche des détecteurs de rayonnement, signalisation de position des portes et indication d'actionnement éventuel des boutons d'arrêt d'urgence répartis dans la zone dangereuse.

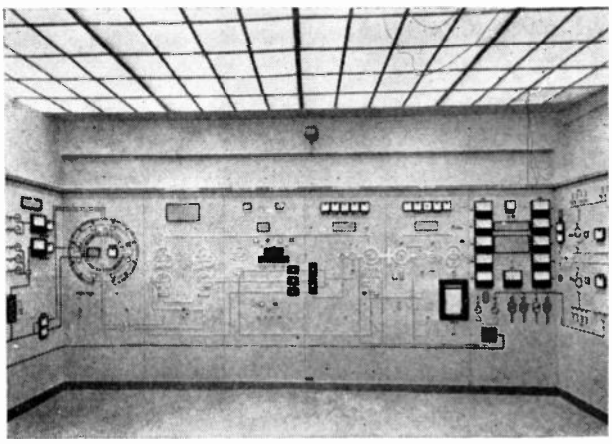


Fig. 3. — Salle de commande auxiliaire. Commande et surveillance de l'alimentation de l'électro-aimant, de la sous-station et de l'installation de refroidissement.

4. Caractéristiques particulières

4.1. Alimentations

Les circuits de puissance sont alimentés à partir de deux distributions 380 V-50 Hz triphasé 4 fils et 220 V-50 Hz triphasé 4 fils, les subdivisions fonctionnelles étant effectuées au niveau de la sous-station du bâtiment.

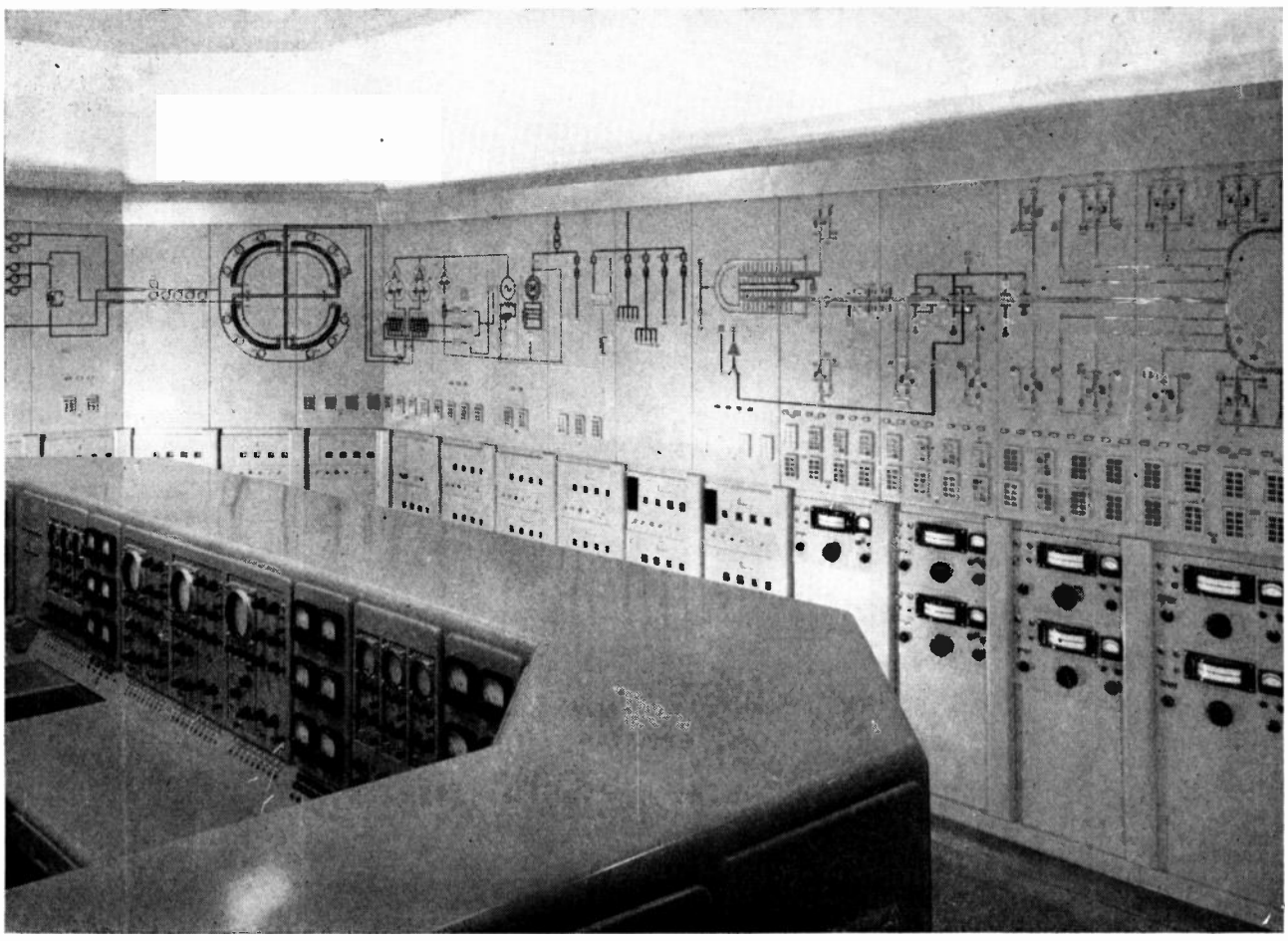


Fig. 2. — Salle de commande principale. Remarquer le logement des châssis en partie basse des tableaux

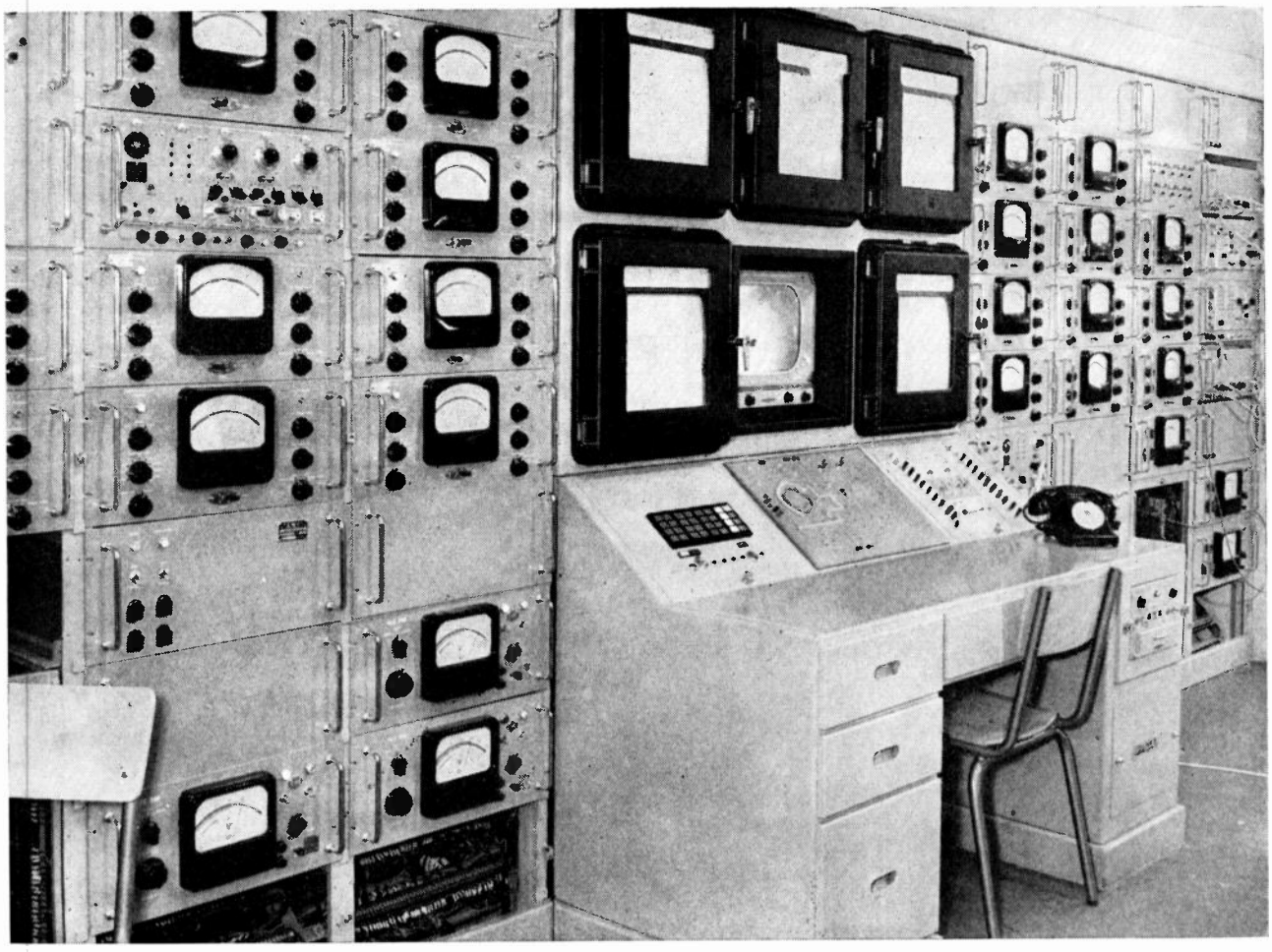


FIG. 4. — Tableau de contrôle des rayonnements. On remarquera les châssis montés dans les baies et, placé sous les enregistreurs, le synoptique monté sur un petit pupitre.

Les circuits de commande sont généralement alimentés en 127 V-50 Hz par l'intermédiaire de transformateurs branchés sur les lignes de puissance correspondantes, sauf pour l'alimentation de l'électro-aimant pour laquelle la commande est fournie par une batterie alcaline 127 V montée en tampon.

Les circuits de signalisation et certains circuits auxiliaires de commande sont alimentés par une batterie alcaline 48 V montée en tampon.

4.2. EQUIPEMENT DE POMPAGE

Les équipements de pompage sont relativement complets ; en particulier les vannes placées entre la pompe mécanique et la pompe à diffusion, entre celle-ci et la chambre, entre la pompe mécanique et la chambre pour assurer le pompage préliminaire, ainsi que les vannes permettant d'effectuer des entrées d'air ou le repompage du corps du piège à azote liquide sont à commande hydraulique par l'intermédiaire d'électrovannes. Un petit compresseur fournit l'huile sous pression nécessaire pour ces manœuvres. Il est possible de faire fonctionner les groupes de pompage en commande manuelle échelonnée ou d'une manière entièrement automatique, les opérations tendant à assurer le vide le meilleur possible. Les asservissements à la pression préliminaire (tant pour les autorisations que pour les déclenchements) ont été réalisés en utilisant des capteurs de pression à thermo-couples commandant un relais dont l'autoexcitation est asservie par un relais galvanométrique (LEBŒUF ou BRION-LEROUX) alimenté par le thermocouple. De cette manière il est possible d'introduire une hystérésis réglable dans le fonctionnement, permettant de passer les transitoires se produisant immédiatement après l'ouverture des vannes, tout en gardant une protection en cas de remontée trop importante de la pression. Le principal problème de circuits sur l'équipement de vide est lié à la possibilité de sectionner l'enceinte à vide en 11 parties distinctes au moyen de vannes dont les clapets peuvent fermer dans un sens ou dans l'autre, mais qui ne tiennent pas la contrepression. Il existe, de plus, un point triple limité par trois vannes de ce type. Les circuits doivent interdire toute manœuvre (pompage ou entrée d'air) qui, compte tenu de la configuration du système, pourrait donner des ennuis. On est amené à établir des chaînes d'interverrouillages assez complexes. Les armoires d'équipement électrique ont été réalisées par GALILEO sur schémas C.E.A.

4.3. Refroidissement

Les circuits sont classiques et n'exigent pas de commentaires. Les contrôles de circulation de l'eau dans l'electroaimant s'effectuent au moyen de gyromètres groupés par bancs (au sous-sol) ; les flotteurs sont munis d'aimants agissant sur des écrans qui viennent occulter le faisceau lumineux d'une lampe éclairant une cellule photoélectrique, dans le cas d'une circulation incorrecte. Les équipements ont été fournis par Alsthom.

4.4. Alimentation de l'électro-aimant

Les problèmes particuliers de protection ont été esquissés dans l'article relatif à l'alimentation de l'électro-aimant [2]. Le problème essentiel est ici la rapidité de réponse. Les équipements ont été fournis par Alsthom.

4.5. Haute fréquence

Les circuits de la haute fréquence sont caractérisés par une multiplicité relativement grande des équipements, par un grand nombre d'équipements à surveiller après la mise en marche mais qui sont normalement en défaut avant et demandent un certain temps pour devenir corrects, par le caractère séquentiel du démarrage. Par suite de la structure du matériel il était difficile dans un certain nombre de cas de prendre directement les signaux où cela aurait été le plus facile, de façon à ne pas perturber le système principal et ne pas risquer de lui transmettre des parasites. Les équipements : un tableau armoire et un châssis de relais pour la partie H.F. puissance, un tableau et une armoire de relais pour la partie H.F. bas-niveau ont été fournis par Mors.

4.6. Circuits généraux

Ces circuits se rattachent à plusieurs facteurs :

1° nécessité, avant de démarrer la machine, de vérifier que tous les éléments de commande et de surveillance ont bien été ramenés sur la, ou les salles de commande qui ont la charge du fonctionnement d'ensemble ;

2° obligation de donner les signaux nécessaires pour faire évacuer les zones dangereuses et de donner des indications dans les différentes zones sur les conditions régnant à l'instant considéré ou susceptibles de s'établir à tout instant ;

3° nécessité absolue de contrôle de bon fonctionnement de tous les équipements nécessaires et d'exécution des vérifications d'évacuation (matérialisé par l'accord de cyclage du contrôle rayonnements) ;

4° obligation de laisser à la disposition de toute personne qui, malgré toutes les précautions aurait été laissée dans la zone dangereuse, les moyens d'empêcher le fonctionnement de la machine ou de l'arrêter ;

5° intérêt de pouvoir faire fonctionner la machine sous plusieurs régimes de verrouillages pour permettre la marche normale, la marche en essais groupés à partir de la salle de commande ou la marche d'essai en local de chacun des équipements.

5. Conclusion

L'équipement tel qu'il a été réalisé s'est montré d'une bonne souplesse au moment du démarrage de la machine et remplit son rôle dans les conditions prévues. On a essayé d'éviter les montages volants qui s'avèrent dangereux à brève échéance. Malgré la complexité et l'étendue de cet équipement, on peut avoir confiance dans son fonctionnement sous réserve de pouvoir effectuer un minimum d'entretien.

BIBLIOGRAPHIE

[1] R. Charbonnier, P. Debraine, G. Rastoix, R. Segalas: Le cadencement de Saturne. *Onde Electrique*, juin 1959, page 575.

[2] R. Belna, P. Debraine, P. Ricateau, R. Klein : Alimentation de l'électro-aimant de Saturne, *Onde Electrique*, juin 1959, page 479.

Le cadencement de Saturne

PAR

R. CHARBONNIER
Rochar Electronique

ET

P. DEBRAINE, G. RASTOIX(1), R. SEGALAS(1)
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaire de Saclay

Le fonctionnement du synchrotron nécessite l'envoi d'un grand nombre d'ordres au cours d'un cycle d'accélération, soit pour préparer certains équipements, soit pour déclencher le fonctionnement ou l'arrêt de certains organes, soit pour déclencher des opérations de contrôle ou d'étalonnage.

La rapidité et la précision avec lesquelles ces ordres doivent être envoyés imposent des solutions électroniques : les ordres sont matérialisés par l'envoi d'impulsions agissant sur des interrupteurs ou commutateurs électroniques ou provoquant le fonctionnement de relais rapides par l'intermédiaire de circuits déclencheurs.

Des sujétions complémentaires amènent à subdiviser le cadencement en trois catégories principales :

1° les commandes relatives à l'alimentation de l'électro-aimant désignées par « cadencement aimant »,

2° les commandes liées à certains paramètres fonctionnels (pour des raisons de précision) qui constituent « les déclenchements »,

3° les commandes dépendant du temps qui s'écoule à partir de l'instant T_0, définissant l'origine du cycle, ou à partir d'un instant T, caractérisant un événement de ce cycle. L'appareillage se rattachant à ce point de vue constitue le « cadencement à temps ».

1. Cadencement aimant

Par suite de l'inertie de l'électro-aimant, il y a intérêt à prendre le maximum de précautions pour assurer la reproductibilité de l'évolution du champ magnétique et à asservir les autres événements à ce phénomène.

Les signaux de rythme assurant la commande des grilles des convertisseurs ioniques alimentant l'électro-aimant sont obtenus à partir des alternances de tension de l'alternateur attaquant les convertisseurs. Comme la vitesse de l'alternateur varie pendant la mise en charge de l'alimentation, ces alternances ne sont pas isochrones : elles sont cependant reproductibles de cycles à cycles en régime établi.

Les commandes de passage en onduleur et de départ du cycle suivant sont obtenues au moyen de compteurs décimaux prédéterminés qui sont alimentés par les alternances de la tension de l'alternateur.

L'équipement a été fourni par la Société ALSTHOM dans le cadre de la fourniture de l'alimentation de l'électro-aimant. Les compteurs sont munis de tubes décimaux E1T et ont respectivement deux décades (temps de montée) et trois décades (période de répétition).

Les impulsions de départ définissent le temps T_0, origine du cadencement à temps et d'un certain nombre d'autres équipements.

2. Déclenchements

Malgré la reproductibilité du cycle magnétique, certains équipements nécessitent une commande dont la précision est telle qu'un simple signal à temps fixe ne serait pas suffisant.

Les opérations qui nécessitent ces ordres précis sont essentiellement les suivants :

— départ de l'intégrateur provoquant l'établissement de la loi de fréquence (fixation de la constante d'intégration : induction initiale),

— commande de la source pour effectuer l'injection à pleine intensité pendant le temps donné, fixé par ailleurs.

— commande du départ de l'accélération. En pratique cette opération s'effectue en fermant l'interrupteur électronique laissant passer le signal HF ; cette commande peut s'effectuer avec un retard fixe (ajustable) après la commande de la source.

Ces commandes ne nécessitent finalement que deux impulsions de déclenchement : la première liée au champ magnétique est fournie par un équipement de résonance électronique appelé RE_0, décrit par ailleurs ; la deuxième utilise le champ magnétique de l'électro-aimant pour faire l'analyse d'un faisceau de faible intensité ($\simeq$ 1 µA), émis en permanence par l'injecteur, ce qui permet, au moyen d'un équipement dit S'_3 (sonde S'_3), de définir avec précision le moment de commande de la source et par suite celui du départ de l'accélération.

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

Compte-tenu des conditions existant au moment de l'injection, il aurait fallu, pour réaliser la deuxième commande à partir du champ magnétique, utiliser un équipement ayant une précision de l'ordre du millième. L'utilisation du faisceau de 1 μA, avec un appareillage très simple, donne une reproductibilité parfaite de l'injection. Nous donnons dans ce qui suit quelques renseignements sur cet équipement S_3'.

Une sonde de deux centimètres de large est placée à l'intérieur de la chambre, près de son bord externe, en dehors de la zone utile, au niveau du milieu du deuxième quadrant, le faisceau de 1 μA tombe donc sur cette sonde un peu avant la fermeture de l'orbite et produit une impulsion triangulaire ayant 20 μs de largeur à la base. Cette impulsion, après amplification, est normalisée pour utilisation. L'amplificateur se trouve à trois mètres de la sonde et est relié à celle-ci par un câble de 200 Ω d'impédance caractéristique. Ceci donne une capacité d'entrée de l'ordre de 100 pF. Pour réduire la constante de temps, l'étage d'entrée de l'amplificateur, ayant un gain de 25, est monté en contre réaction totale et délivre avec une résistance de 1,5 MΩ un signal de 1,5 V, le deuxième étage amplificateur identique au premier, mais avec une contre réaction partielle, élève le signal à 15 V tout en gardant un gain stable. La sortie se fait par un étage cathodyne et la liaison avec le discriminateur d'amplitude qui délivre l'impulsion normalisée s'effectue par 50 m de câble 75 Ω adapté. Un temps mort de 2 secondes adjoint au discriminateur supprime l'impulsion produite pendant la descente du champ magnétique. Cet équipement, réalisé au C.E.A. sous forme de tiroirs interchangeables normalisés est utilisé, avec modification de la résistance d'entrée, pour les mesures avec d'autres types de sondes pouvant collecter des faisceaux plus importants (détermination des trajectoires dans la chambre).

3. Cadencement à temps

Cet organe délivre à certains équipements sous la forme d'impulsions normalisées, les ordres liés au temps qui s'écoule à partir d'un top (T_0) pris pour origine du cycle.

Les équipements commandés sont :

— la haute fréquence où ces signaux déclenchent successivement diverses séquences.

— le pupitre principal dans lequel sont intégrés certains équipements de commande haute fréquence ainsi que les oscilloscopes d'observation dont l'action ou la synchronisation sont déclenchés en un point quelconque du cycle d'accélération .

— les cibles d'expérimentation auxquelles l'ordre d'insertion ou de rétraction doit être donné avec précision par rapport au passage du faisceau principal.

— certains appareillages expérimentaux de physique (chambres de Wilson, chambres à bulles) dont le rôle est de photographier les trajectoire des particules incidentes ou secondaires produites par le faisceau de protons.

— l'appareillage d'éjection du faisceau dont l'installation actuellement en cours nécessite de très nombreux signaux. Ils commanderont les alimentations des divers enroulements correcteurs et électro-aimants de déflexion ou de concentration.

Enfin les impulsions de cadencement peuvent simuler les « déclenchements » liés aux paramètres fonctionnels afin de permettre certaines manipulations pendant l'arrêt de ces équipements, les aiguillages correspondants sont effectués au moyen de relais coaxiaux télécommandés.

Ces ordres sont distribués à l'aide de câbles coaxiaux normalisés (type 75 PD) et d'un appareillage lui-même normalisé. Systématiquement, l'impulsion délivrée, soit par un compteur prédéterminé, soit par l'un des éléments du cadencement, attaque un adaptateur d'impédance constitué d'un double cathodyne. Les deux sorties de ce dernier se font à 75 Ω et l'impulsion délivrée par chacune d'elles est de 25 V (temps de montée 0,5 μs, largeur à mi-hauteur 6 μs).

En résumé, on peut dire que le cadencement est le cerveau d'où partent, par le système nerveux des câbles coaxiaux, les ordres auxquels les différents organes de la machine obéissent. Ces ordres seront, au total, quand tous les équipements seront en service, de l'ordre de 50.

Les paragraphes qui suivent, donnent le principe du cadencement à temps, la mise en œuvre ainsi que les points originaux de la réalisation .

La réalisation du cadencement à temps est due à la Société ROCHAR ELECTRONIQUE.

3.1. PRINCIPE

Le diagramme fonctionnel donné par la figure 1 permet de suivre le détail des opérations.

Un générateur stabilisé par quartz émet, à la réquence de 1 MHz, des impulsions qui alimentent une série de démultiplicateurs décimaux par l'intermédiaire d'un interrupteur électronique. Ces démultiplicateurs délivrent des impulsions normalisées se succédant, pour le premier toutes les 10 microsecondes, pour le second toutes les 100 microsecondes et ainsi de suite jusqu'au sixième où la cadence d'émission est d'une impulsion par seconde.

L'interrupteur électronique permet ou interdit à un instant donné l'alimentation des démultiplicateurs par le générateur stabilisé. Ces derniers fournissent leurs impulsions aux circuits d'utilisation extérieurs par l'intermédiaire d'adaptateurs d'impédance classiques dont les sorties sont connectées à des câbles coaxiaux normalisés.

En particulier, les étages à 1 kHz et à 10 kHz alimentent une série de compteurs prédéterminés, après amplification convenable, par un étage séparateur comprenant le nombre de sorties nécessaires à l'alimentation simultanée de plusieurs compteurs, à l'une ou l'autre cadence.

Comme le rôle de chacun de ces derniers est de fournir une impulsion normalisée dont le retard (T_r), par rapport au temps T_o, origine du cycle,

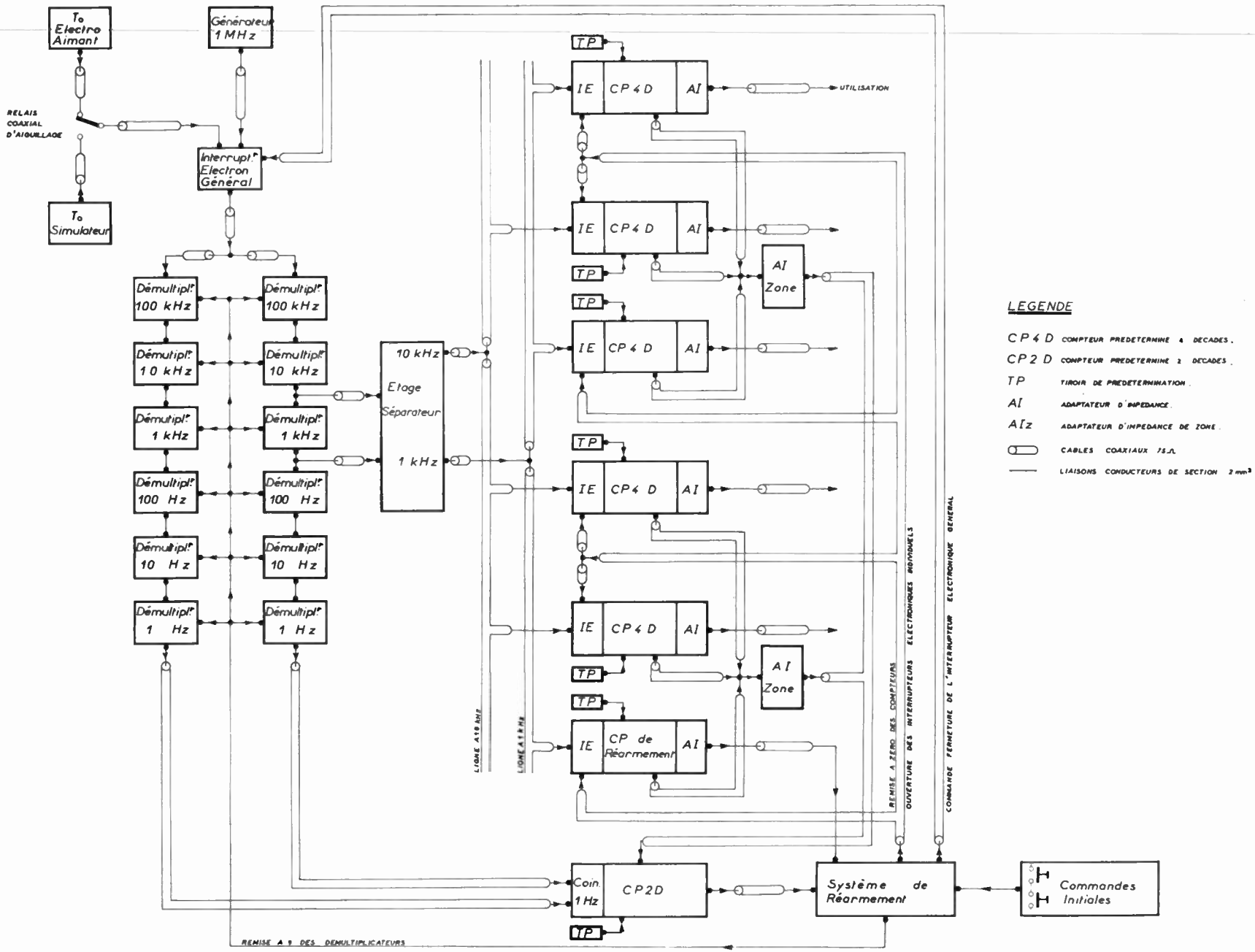


FIG. 1. — Diagramme fonctionnel du cadencement à temps.

soit réglable de milliseconde en milliseconde ou de dixième de milliseconde en dixième de milliseconde, il faut que chaque compteur puisse enregistrer les impulsions à 10 kHz.

Pour ce faire, chacun d'eux comprend 4 décades dont le réglage de prédétermination peut s'effectuer à une certaine distance (jusqu'à environ 50 mètres) du point d'installation des compteurs eux-mêmes, à l'aide de commutateurs à 10 positions placés dans un petit tiroir, donnant une lecture directe du temps T_r en millisecondes ou en dixièmes de milliseconde.

En conséquence, le réglage de T_r peut s'effectuer dans la gamme de 1 ms à 9 999 ms, à 1 ms près ou dans la gamme de 0,1 ms à 999 ms à 0,1 ms près. L'erreur sur la position de l'impulsion de commande est au maximum de l'ordre de la microseconde. L'ensemble de ces caractéristiques couvre la presque totalité des besoins actuels.

En outre, chaque compteur comporte un interrupteur électronique d'entrée dont le rôle est d'autoriser ou d'interdire l'accès des impulsions en provenance du démultiplicateur. L'impulsion de sortie d'un compteur assure simultanément la commande de l'équipement auquel il est rattaché et l'ouverture de son propre interrupteur électronique. Cette dernière opération a pour but d'interdire au compteur de délivrer plus d'une impulsion par cycle d'accélération de la machine.

Le détail de fonctionnement sera donné plus loin, mais il y a lieu de dire, dès maintenant, que chaque compteur donne son impulsion de sortie utile quand la quatrième décade est complète, c'est-à-dire quand elle reçoit l'impulsion qui correspond au nombre 10 000.

Ceci s'obtient en prédéterminant le compteur au complément à 9 999 c'est-à-dire à 9 999 – T_r (T_r = retard de l'impulsion utile par rapport à T_o) une impulsion supplémentaire étant envoyée, par construction, au début du comptage.

Les impulsions de commande délivrées par les différents compteurs sont enregistrées par l'un d'eux, comprenant seulement 2 décades, et dont le rôle est de s'assurer que tous les ordres utiles ont effectivement bien été distribués. Si cette vérification est satisfaisante, un dernier compteur appelé compteur de réarmement, calé quelques ms après le dernier événement du cycle, autorise, en même temps que le compteur deux décades, la remise au point de départ de l'ensemble de l'appareillage.

La séquence des opérations qui se déroulent au cours d'un cycle complet est la suivante :

Supposons l'appareillage alimenté et en ordre de marche :

1° Tous les compteurs sont remis à l'état initial.

2° Les démultiplicateurs sont remis pour chaque ordre d'unité à la valeur 9, de façon que la première impulsion en provenance du générateur 1 MHz et synchrone avec T_o fasse donner une impulsion par tous les étages démultiplicateurs. De cette manière, il est possible d'effectuer l'affichage au complément à 9 999 de tous les compteurs prédéterminés, ce qui facilite énormément l'exécution du circuit de prédétermination. L'impulsion complémentaire pour arriver à 10 000 est justement celle donnée systématiquement au départ.

L'interrupteur électronique principal est ouvert, tandis que les interrupteurs électroniques individuels des compteurs sont rendus conducteurs pour les préparer à remplir leur rôle.

3° A l'instant T_o l'impulsion initiale ferme l'interrupteur électronique général, permettant ainsi l'alimentation des démultiplicateurs par le générateur 1 MHz.

Dix µs après la première impulsion, l'étage 100 kHz délivre une impulsion utilisable simultanément à la sortie d'un adaptateur d'impédance et par le démultiplicateur suivant (étage 10 kHz). Ce dernier, à son tour, parcourt le même cycle au bout de 100 µs, et ainsi de suite jusqu'au dernier étage (1 Hz).

A ce moment, tous les compteurs prédéterminés sont alimentés, soit par l'étage à 1 kHz, soit par l'étage 10 kHz. Successivement ils délivrent aux instants choisis par leurs équipements de prédétermination, les impulsions désirées. Ces dernières, prélevées par l'intermédiaire d'adaptateurs d'impédance normalisés, sont distribuées aux différents ensembles de la machine par le réseau de câbles coaxiaux (type 75 PD). La longueur peut atteindre 100 mètres, pour chaque liaison adaptée.

Le départ des signaux assure l'ouverture de l'interrupteur électronique individuel de chaque compteur.

4° Quand tous les signaux ont été distribués le compteur de réarmement délivre son impulsion simultanément au compteur à deux décades qu'il complète (correspondant au nombre 100) et au système de réarmement proprement dit. Si la situation est bonne. (nombre correct d'impulsions au compteur deux décades), ce dernier délivre presque au même instant son accord sous la forme de sa propre impulsion en coïncidence avec celle du compteur de réarmement. Cet enchainement d'événements permet de s'assurer que tous les ordres utiles ont effectivement été délivrés.

5° Si la coïncidence indiquée se produit, le chassis de réarmement assure automatiquement l'exécution des opérations décrites en 1° et 2° ci-dessus.

Au contraire si la coïncidence n'a pas lieu, le chassis de réarmement interdit la manœuvre et actionne un relais qui déclenche une signalisation d'alarme.

Ces opérations marquent la fin du cycle dont la période est de l'ordre de 3 secondes en régime nominal. Un nouveau top T_o, en provenance de l'alimentation de l'électro-aimant, déclenchera le cycle suivant dans des conditions identiques.

Enfin, pour réaliser certains programmes d'essai de la machine dans lesquels l'alimentation de l'électro-aimant est exclue, il est nécessaire d'avoir recours à un système simulateur. Ce dernier est constitué par un relaxateur qui délivre une impulsion dont la cadence de répétition est réglable et qui se substitue à celle normalement délivrée par le cadencement

de l'électro-aimant. Un relais coaxial permet le choix de l'un ou l'autre de ces deux signaux.

3.2. Mise en œuvre et réalisation

La réalisation de cet ensemble, en application du principe qui vient d'être exposé, a été conduite en visant son intégration dans la salle de commande principale, décrite par ailleurs. Ceci a conduit à diviser les éléments en un certain nombre de châssis tiroirs normalisés de dimensions identiques. La répartition s'est effectuée sous le double impératif de l'unité de fonctionnement et de la nécessité de s'accommoder de l'encombrement.

Les différents éléments vont être examinés afin de donner quelques détails de fonctionnement et quelques caractéristiques essentielles.

1° *Générateur 1 MHz et interrupteur électronique générale*

Cet ensemble comporte 1 tiroir.

Le générateur se compose d'un oscillateur à quartz d'une précision en fréquence meilleure que 10^{-5}. L'enceinte est maintenue à une température de 70 °C, l'oscillateur est suivi d'un séparateur qui délivre, d'une part la tension 1 MHz sur basse impédance (pour câble 75 Ω) avec un niveau de 1 volt et attaque d'autre part un circuit de mise en forme du type « basculeur ».

Les impulsions provenant du basculeur sont transférées à un interrupteur électronique du type « cascode » lui-même piloté par une bascule de blocage-déblocage. L'interrupteur est destiné à donner une alimentation contrôlée des démultiplicateurs décimaux. Il permet de connecter le générateur 1 MHz à la chaîne des démultiplicateurs en 1 microseconde (temps T_c) au maximum. Le temps T_c est celui qui s'écoule entre le moment défini par le premier flanc de l'impulsion donnant le temps T_0 et celui défini par le premier flanc de la première impulsion apparaissant à la sortie de l'interrupteur.

Le type de circuit utilisé pour cet interrupteur, outre ses excellentes performances (utilisation possible jusqu'à 10 MHz) a l'intérêt de ne pas nécessiter de source négative de polarisation.

Ce circuit est commandé par une impulsion normalisée en provenance de l'électro-aimant ou de son simulateur. Toutefois, une commande volontaire d'ouverture et de fermeture est prévue pour essais. Cette commande est verrouillée par clef et un contact permet de contrôler qu'elle est bien éliminée pour la marche normale.

2° *Démultiplicateurs*

Il est prévu deux démultiplicateurs identiques, fonctionnant simultanément, pour une raison qui sera exposée plus loin.

Chaque démultiplicateur nécessite 1 tiroir.

La cadence de répétition est définie par le rang du démultiplicateur décimal dans la chaîne (6 étages, de 100 kHz à 1 Hz).

Chaque démultiplicateur délivre des impulsions

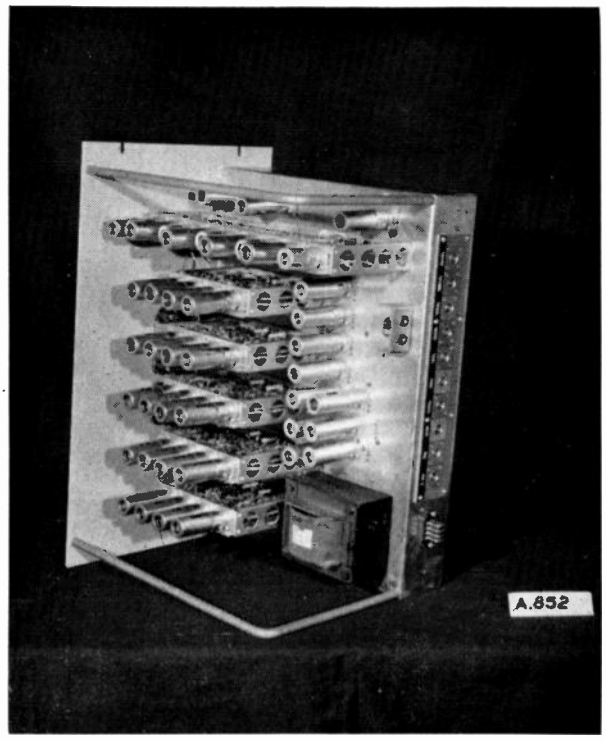


Fig. 2. — Châssis de démultiplicateurs.

propres à alimenter l'adaptateur d'impédance correspondant.

Les différents démultiplicateurs sont constitués par des échelles décimales du type « 12-2 » : chaque étage alimente un adaptateur d'impédance standard et comporte les éléments utiles à sa remise à 9 dès la réception de l'ordre lui parvenant du système de réarmement.

Les étages 10 kHz et 1 kHz sont traités pour permettre l'alimentation simultanée, d'une part de leur propre adaptateur d'impédance et, d'autre part, de l'étage séparateur examiné au paragraphe suivant. Les 6 adaptateurs qui correspondent aux 6 étages sont destinés à fournir en un point quelconque de la machine, sous forme d'impulsions normalisées une base de temps absolument synchrone avec le cycle d'accélération.

Chaque étage comprend 2 indicateurs au néon, ramenés sur la face avant, permettant de suivre aisément le fonctionnement de l'ensemble. Ces indicateurs clignotent à la fréquence de l'étage considéré.

3° *Etage séparateur*

Cet étage, logé dans un seul tiroir, assure aux compteurs qui le suivent la distribution du signal délivré par les démultiplicateurs. Il se divise en cinq éléments constitués d'abaisseurs d'impédance à liaison cathodique. Quatre d'entre eux comprennent une entrée et une sortie ; le cinquième comprend une entrée et dix sorties. Toutes ces sorties se font sur une impédance de 75 Ω. L'alimentation de chaque élément peut s'effectuer, soit à partir de l'étage démultiplicateur à 1 kHz, soit à partir de l'étage

démultiplicateur à 10 kHz, à l'aide d'un inverseur facilement accessible.

4° Compteurs prédéterminés

Les compteurs utilisent des tubes E1T à faisceau laminaire. Dans ces tubes des électrodes de déflexion permettent d'agir sur la position du faisceau qui est susceptible de s'autostabiliser sur dix positions différentes correspondant aux dix chiffres. Le faisceau excite la fluorescence d'un revêtement approprié à l'endroit où il se stabilise et permet ainsi de donner une indication directe de position, repérée par le chiffre correspondant. A la réception d'impulsions de caractéristiques correctes, le faisceau avance pas à pas. La dixième impulsion fait tomber le faisceau sur une électrode spéciale qui délivre une impulsion de commande de l'étage suivant et donne l'ordre de retour à zéro à son propre étage. Il est

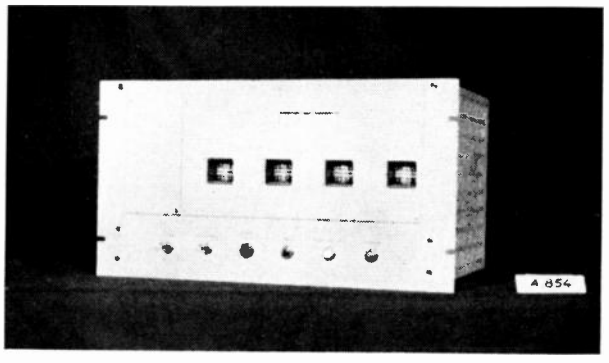


FIG. 3. — Compteur prédéterminé — face avant.

possible d'autostabiliser, au départ, le faisceau sur une position donnée en appliquant, pendant un court instant, une tension d'amplitude convenable sur l'électrode de déflexion, ce qui permet de réaliser la prédétermination. Pratiquement cette prédétermination a été traitée de façon particulièrement intéressante en utilisant, par tube, un pont potentiométrique, alimenté par la haute tension normale (300 V) et sur lequel on prélève à l'aide d'un commutateur les tensions utiles. Ces dernières échelonnées de 15 en 15 V environ portent la plaque déflectrice D à la valeur choisie à travers une diode. Sous cette action le faisceau laminaire prend la position stable la plus proche de la tension choisie. Bien entendu on conçoit aisément que l'homogénéité de fabrication des tubes E1 T n'est pas parfaite et que les échelons de tension correspondant aux positions stables ne sont pas identiques. En conséquence pour permettre un remplacement aisé des tubes il fallait prévoir un réglage individuel de chaque position conduisant à un tiroir, pour 4 décades, de quarante potentiomètres.

A cette solution classique il a été préféré un montage plus élégant. Tout d'abord une étude statistique de la répartition des échelons a été effectuée à partir d'un certain nombre de tubes E1 T, un choix convenable des divisions du pont potentiométrique a été arrêté et enfin l'indispensable réglage a été concentré dans deux talons placés aux extrémités du potentiomètre. De cette façon le tiroir de prédétermination pour 4 décades, comprend outre les résistances et les 4 commutateurs, 8 potentiomètres seulement. L'expérience, avec 200 E1 T en service a montré la parfaite valeur de cette méthode.

Enfin, une bascule bistable constitue l'interrupteur électronique individuel dont le rôle est de laisser passer les impulsions en provenance des démultiplicateurs pendant le temps utile T_r, et d'interdire ce passage dès que l'impulsion de sortie du compteur a été délivrée à l'adapteur d'impédance correspondant. Un tube au néon, commandé par l'une des plaques, s'allume quand l'interrupteur est non conducteur, c'est-à-dire entre le départ de l'impulsion et le moment où le système de réarmement donne l'ordre de refermeture.

La réalisation des compteurs s'est effectuée sans grandes difficultés en mettant en œuvre la technique du câblage imprimé.

Chaque compteur est logé dans un tiroir qui contient les quatre décades, l'interrupteur électronique individuel, les circuits annexes, les diodes de prédétermination et l'adaptateur d'impédance. La face avant possède les ouvertures permettant de voir la plage lumineuse des tubes E1T, les éléments de commande manuelle d'essai, ainsi que le tube au néon.

La liaison entre chaque compteur et le tiroir de prédétermination correspondant est effectuée à l'aide d'un câble à 8 conducteurs (l'un de ces fils permettant l'indication des phases du comptage par un tube à néon placé à côté des 4 commutateurs de prédétermination).

Les tiroirs de prédétermination placés au pupitre principal contiennent les potentiomètres de prédétermination et portent sur leur platine avant les commutateurs correspondants ainsi qu'un tube à néon répétiteur de celui placé sur le compteur lui-même.

FIG. 4. — Compteur prédéterminé — face arrière.

5° *Compteur à deux décades et système de contrôle*

Ce compteur est logé dans un tiroir conjointement avec deux dispositifs de contrôle. L'un d'eux déclenche une alarme si le nombre d'impulsions prévu par cycle n'est pas correct, l'autre surveille le fonctionnement des démultiplicateurs en s'assurant que les impulsions délivrées toutes les secondes (6e étage) coïncident bien pour les 2 appareils. Ceci permet d'être moralement sûr que le démultiplicateur, qui alimente les compteurs est correct. Si l'un d'eux commet une erreur, la coïncidence n'a pas lieu et l'alarme est déclenchée.

Ce compteur deux décades reçoit les impulsions émises par les autres compteurs. Elles sont véhiculées à basse impédance (75 Ω) jusqu'à l'entrée. Cette situation visible sur la figure 1, a fait l'objet d'une étude après installation en raison du niveau de parasites particulièrement important et gênant sur la ligne à haute impédance qui liait précédemment tous les compteurs. Cette ligne, bien que relativement courte, était le siège de perturbations à répartition aléatoire dont la mise en phase erratique donnait un signal auquel le compteur 2 décades était sensible. Ce signal faisait avancer le compteur d'une unité supplémentaire, conduisant en fin de cycle à une erreur qui bloquait le système de réarmement (non coïncidence entre le signal du compteur 2 décades et celui du compteur de réarmement) et arrêtait ainsi le cyclage.

La situation a été immédiatement améliorée dès que les signaux sortant des compteurs à 4 décades ont été ramenés à très courte distance sur des adaptateurs de zones (6 compteurs) puis transmis à basse impédance par impulsions normalisées jusqu'à l'entrée du compteur à 2 décades. En outre, ce dernier a été équipé d'un seuil fixé à environ 10 volts.

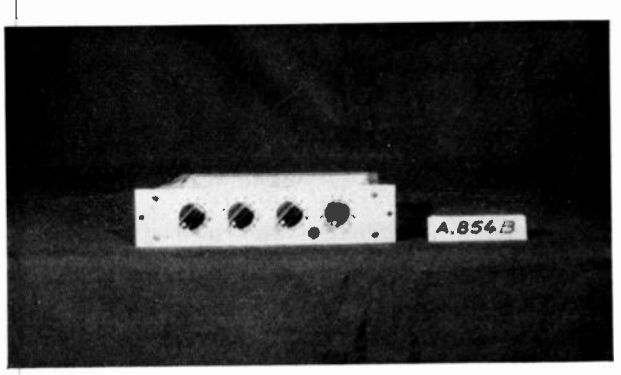


Fig. 5. — Tiroir de prédétermination des compteurs.

6° *Système de réarmement*

Cet ensemble logé dans un tiroir est constitué par une chaîne de basculeurs monostables suivis des tubes séparateurs nécessaires pour transmettre aux différents tiroirs les impulsions :

— de remise à zéro des compteurs (2 et 4 décades),

— d'ouverture de l'interrupteur électronique général,

— de remise à 9 de tous les étages démultiplicateurs,

— de prédétermination de tous les compteurs.

— de fermeture de tous les interrupteurs électroniques individuels des compteurs.

La prédétermination se fait à l'aide de relais, à raison d'un pour 10 compteurs, qui établissent pendant quelques centièmes de seconde la tension aux bornes des tiroirs individuels.

7° *Relaxateur — Simulateur T_0*

Cet ensemble logé dans un tiroir a pour but de délivrer une impulsion normalisée T_0 à la place de l'alimentation de l'électro-aimant et comporte essentiellement un oscillateur du type « Multivibrateur L.T.P. » qui permet de couvrir le domaine demandé. La cadence de l'impulsion normalisée est réglable de 1 à 20 secondes par bonds d'une demi-seconde.

Deux commutateurs placés sur le tiroir de commande à distance permettent d'afficher les temps utiles.

Un inverseur et un bouton-poussoir permettent la commande coup par coup ou cyclique, aussi bien du panneau du relaxateur lui-même que du pupitre de commande.

8° *Alimentation*

Les alimentations nécessaires à l'ensemble de l'équipement sont réparties dans des tiroirs logés dans des armoires situées dans la salle d'électronique.

Chacune de ces alimentations délivre sous une tension régulée de 300 V une intensité qui peut atteindre 0,9 A. Elle est suffisante pour un ensemble de 10 compteurs, leurs adaptateurs d'impédance et leurs tiroirs de prédétermination.

Quant à l'alimentation de chauffage des tubes elle n'est pas régulée. Chaque tiroir comprend son propre transformateur 127/6,3 V alimenté lui-même directement par le secteur.

3.3. Exploitation

L'exploitation s'effectue très simplement, la mise sous tension de l'ensemble se faisant en une minute environ. Dès que les tubes compteurs s'illuminent, les prédéterminations étant réglées par l'opérateur depuis le pupitre principal, l'ensemble est mis en cyclage par pression sur le bouton général de remise à zéro des compteurs puis sur celui de prédétermination. Le premier T_0 démarre le cycle, la suite des opérations se déroule comme indiqué plus haut.

La modification du réglage individuel de prédétermination s'effectue sans aucune précaution spéciale, ce qui est fort pratique.

L'exploitation du cadencement s'effectue presque sans interruption, 16 heures par jour ouvrable, depuis environ 6 mois, sans incident notable et en tout cas sans jamais gêner l'exploitation de la machine. Sur les 1 200 tubes divers en service il y a eu lieu d'en changer environ 18, ce qui constitue une correcte proportion. Il y a lieu toutefois de signaler qu'un entretien raisonnable demande de revoir de temps en temps (bimestriellement) le réglage des prédéterminations pour éviter tout incident.

La détection du faisceau de Saturne

PAR

J. C. MARCHAIS, M. Y. ROMAIN
Compagnie Générale de T. S. F.

ET

G. ROMMEL (1)
Service de Physique Appliquée
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Principe

La détection du faisceau a deux objectifs : aider à la conduite de la machine, fournir aux expérimentateurs les informations qui leur sont nécessaires. En fait, il s'agit de connaître à tout moment le nombre de protons contenus dans la machine et leur position à l'intérieur de la chambre.

Une condition nous est imposée, ne pas perturber l'accélération, ne pas faire perdre des particules. Ceci nous limite donc quant au choix des moyens pouvant être utilisés. C'est ainsi que l'utilisation de scintillateurs nous est interdite dans tout l'espace utile. Nous sommes donc limités à utiliser soit le champ électromagnétique créé par une particule chargée en mouvement, soit le champ électrique.

Ainsi, aux bornes d'une spire placée à côté de la trajectoire décrite, on recueille une tension de la forme

$e = A.f.n.$

f = fréquence de passage devant la spire

n = nombre de particules

Cette tension, pour un même nombre de particules, croît au cours de l'accélération, ce qui est peu commode à moins de diviser le signal par une grandeur proportionnelle à la fréquence.

Aussi, le phénomène physique utilisé partout (synchrotron de Birmingham, Cosmotron, Bevatron) est l'influence électrostatique du paquet de particules chargées sur une plaque métallique isolée.

Soit C la capacité de l'électrode (notre plaque conductrice) par rapport à la masse ; la tension qui apparaît entre plaque et masse est

$$v = K\,q/C \text{ (fig. 1)}$$

K est un coefficient de proportionnalité entre la charge située devant l'électrode et la charge induite sur l'électrode.

Si la longueur l de l'électrode est petite vis-à-vis de la longueur L du faisceau (ici 35 cm devant 10 à 12 m), nous faisons une analyse azimutale du paquet.

(1) Actuellement à la Section d'Entretien et de Fonctionnement de Saturne.

Pour une influence totale faisceau-électrode $K = 1$, la tension recueillie v est alors indépendante de la position de la charge inductrice.

Pour une influence partielle, la tension recueillie dépend alors de la position relative faisceau-électrode.

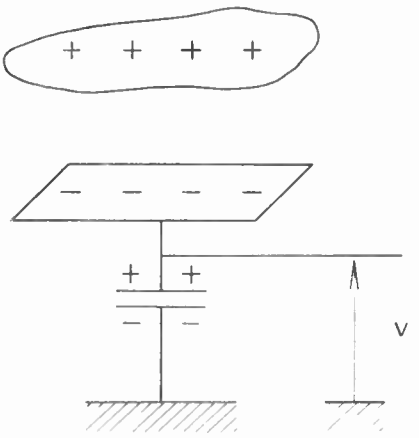


FIG. 1. — Principe de mesure.

2. Electrodes

Nous avons trois systèmes d'électrodes, l'un à influence totale donnant le nombre de protons, les deux autres à influence partielle donnant le produit : nombre de protons par le déplacement radial ou vertical du faisceau.

Les conditions respectées par ces électrodes sont d'une part de ne pas empiéter sur la zone utile et d'autre part de pouvoir se placer à l'intérieur d'une section droite standard. Pour des commodités de montage, elles sont toutes suspendues aux couvercles supérieurs de la section droite. Nous avons donc joué à l'intérieur de ces limites de façon à obtenir *à la fois* la plus grande influence faisceau-électrode et la plus petite capacité électrode-masse.

Le système à influence totale est formé d'une boîte parallélépipédique, prolongée par des anneaux de garde et placée à l'intérieur d'une boîte identique. Ainsi l'électrode est blindée du mieux possible d'une part contre les sources de bruit, d'autre part contre la chute éventuelle de particules. Sa capacité est de 120 pF et pour 10^{10} protons on mesure une tension crête de 0,5 V.

Les électrodes de positionnement ont été conçues de façon à donner une réponse linéaire en fonction du déplacement soit vertical (électrode rectangulaire Z) soit radial (électrode triangulaire ΔR) (voir figure 2). Chaque système n'est sensible qu'à une seule sorte de déplacement, pour la zone utile occupée par le faisceau. L'ensemble des électrodes Z

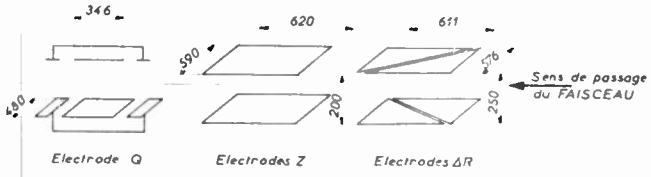


Fig. 2. — Schéma d'ensemble des électrodes.

Nota. L'interversion des plaques triangulaires des électrodes ΔR, que l'on peut voir sur la figure, sert à corriger le très léger retard de l'influence du faisceau d'une plaque à l'autre.

ou ΔR étant reliées entre elles n'est sensible qu'à la charge du faisceau.

Difficultés d'emploi

Sans expérience, il est impossible de déterminer si le signal reçu est dû à l'influence électrique ou à un courant de particules positives.

Pour conserver la forme des signaux obtenus par influence, on doit avoir $CR \gg T$

C capacité électrode-masse

R résistance de fuite

T durée du signal

Pour avoir un signal qui ne soit pas trop petit, nous avons intérêt à avoir C assez faible et R le plus grand possible. Avec $C = 100$ pF, $R = 300$ kΩ, $CR = 30$ µs. Si un nombre assez grand de particules tombe sur les plaques, elles s'écoulent par la résistance R et la tension créée par leur passage risque de perturber sérieusement le signal obtenu par influence.

On peut discriminer entre les deux effets en modifiant la valeur de R. Le signal dû à la chute de particules varie dans le même sens que R, le signal obtenu par influence ne change pas.

De plus, la pression dans la chambre doit être aussi faible que possible pour éviter toute ionisation de molécules du gaz résiduel par le faisceau. Les molécules ionisées étant moins rapides, leur chute

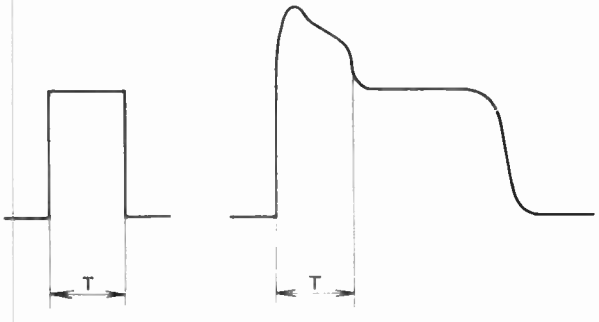


Fig. 3.

a — signal pur.

b — signal avec ionisation du gaz résiduel.

forme un fonds continu, ou, si l'on examine une impulsion individuelle, une traînée, qui transforme cette impulsion en un signal en forme « d'église de campagne ». (fig. 3).

Il faut donc travailler dans de bonnes conditions de pression et sans chute de particules venant soit directement du faisceau, soit après rebondissement du faisceau sur une paroi proche avec émission secondaire.

3. Electronique

Le présent chapitre ne traite que de la mesure du nombre de protons, dont l'appareillage est en fonctionnement depuis plusieurs mois (appareillage conçu et réalisé par la Compagnie Générale de T.S.F.).

La mesure de la position du faisceau à l'intérieur de la chambre, dont l'appareillage est actuellement en fabrication, ne sera en exploitation qu'au cours du 2e semestre 1959.

A. Les conditions électroniques de la mesure

Au départ, les utilisateurs ont posé un certain nombre de conditions d'exploitation. De plus un certain nombre de conditions techniques a pu être précisé soit par la documentation sur des machines étrangères analogues, soit même par des expérimentations directes sur un simulateur construit à cet usage.

L'ensemble de ces conditions peut se résumer comme suit :

1. *Signal d'entrée.*

Il se présente sous forme d'impulsions vaguement triangulaires ou trapézoïdales.

a) *Facteur de forme :* Il varie de 1/8 à 1/4 dans les 200 premières millisecondes et reste de 1/4 environ jusqu'à la fin.

b) *Fréquence de répétition :* elle est variable de façon continue de 0,7 MHz à 8,8 MHz.

c) *Durée du cycle* : on compte en gros une seconde pour le passage des paquets, et deux secondes de temps de repos.

d) *Amplitude* : la géométrie des électrodes utilisées donne une amplitude de 50 microvolts pour un signal de forme standard et un nombre de protons égal à 10^6.

L'impédance de la source se présente comme une capacité d'environ 100 picofarads par rapport à la masse.

e) *Bruit de fond* : le bruit de fond de la chaîne de mesure dépend de son gain et de sa bande passante. Cette dernière doit être élevée ; en effet si on veut garder, pour l'observation, la forme générale des impulsions, il faut passer au moins 5 fois la fréquence maximum, soit $8{,}8 \times 5 = 44$ MHz.

Après calculs, le bruit de fond devait être équivalent à un nombre de protons compris entre 10^6 et

10^7 ; après mesure, il s'est trouvé équivalent à 10^7 protons.

Pour les bruits parasites, on craignait au début un bruit important provoqué par la HF accélératrice. En réalité, il s'est avéré négligeable. Mais par contre, les parasites dus aux harmoniques du champ magnétique se sont montrés prépondérants. Ils induisent dans les circuits des oscillations amorties à 30 kHz, nécessitant un filtrage soigneux des amplificateurs.

Les conditions de fonctionnement imposées par les utilisateurs demandaient la mesure d'un nombre de protons compris entre 10^7 et 10^{12}. Ceci représentait pour les amplis une dynamique égale à 10^5 ; étant donné l'ampleur de la bande passante, il a été nécessaire de prévoir plusieurs gammes de sensibilités, commandées automatiquement depuis le pupitre de commande.

2. *Signal de sortie*

Deux sortes de renseignements devaient être fournis :

a) La mesure du nombre de protons dans un paquet à un moment déterminé du cycle, ce moment étant réglable à la volonté de l'utilisateur ; cette mesure devait pouvoir à la fois être consignée par un enregistreur et apparaître sur plusieurs échelles de comptage.

b) Le contrôle du nombre de protons tout le long du cycle, observable sur un oscilloscope à balayage lent, cette information devait pouvoir être renvoyée dans la salle de contrôle, et dans la salle des physiciens.

De plus, l'utilisateur désirait connaître à chaque instant la gamme de sensibilité utilisée et pouvoir évaluer, sans avoir à reprendre les enregistrements successifs, le nombre total de protons ayant frappé une cible au cours de plusieurs cycles.

3. *Etalonnage*

Pour être certains des renseignements fournis, les utilisateurs ont demandé un contrôle constant du gain de la chaîne de mesure.

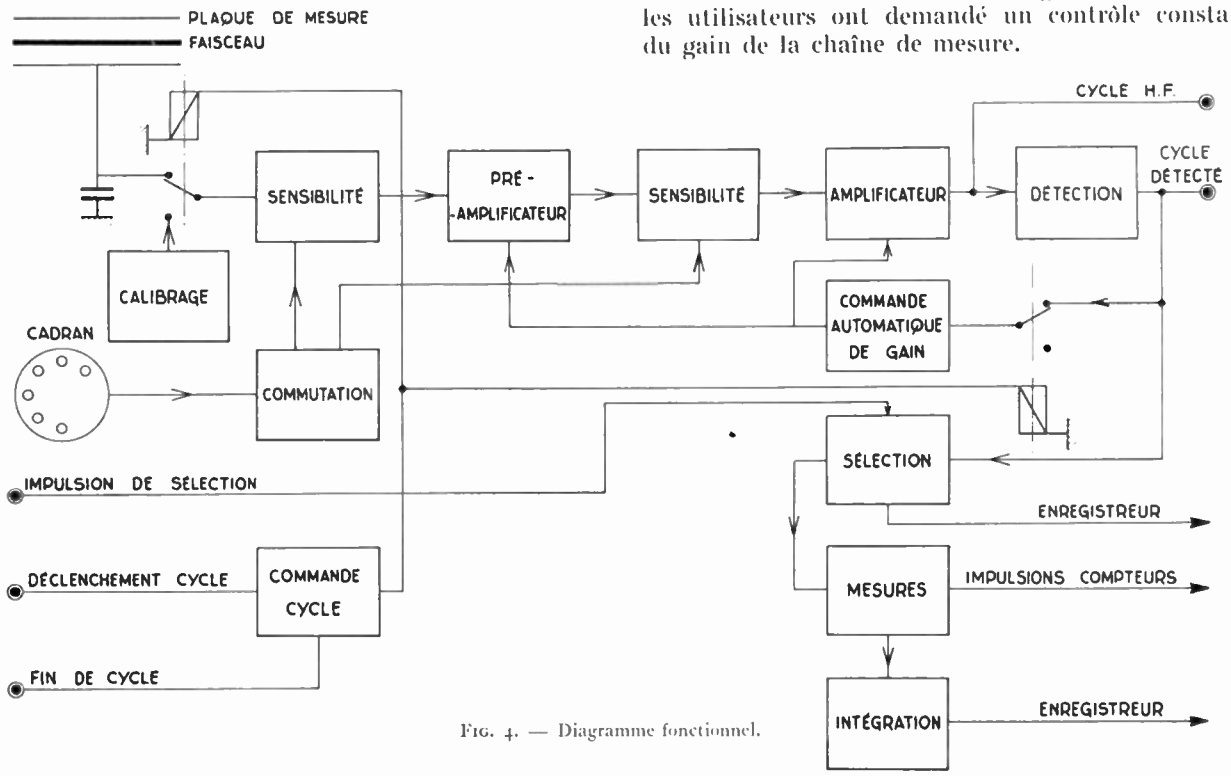


FIG. 4. — Diagramme fonctionnel.

Ce contrôle est réalisé, à partir d'un oscillateur à fréquence fixe et amplitude constante, pendant l'intervalle de repos séparant deux cycles.

Un système d'atténuateur, fonctionnant en sens inverse des gammes de sensibilité, doit permettre d'attaquer la chaîne avec le niveau voulu ; ce qui revient à dire que le signal d'étalonnage sortant de la chaîne doit toujours avoir la même valeur.

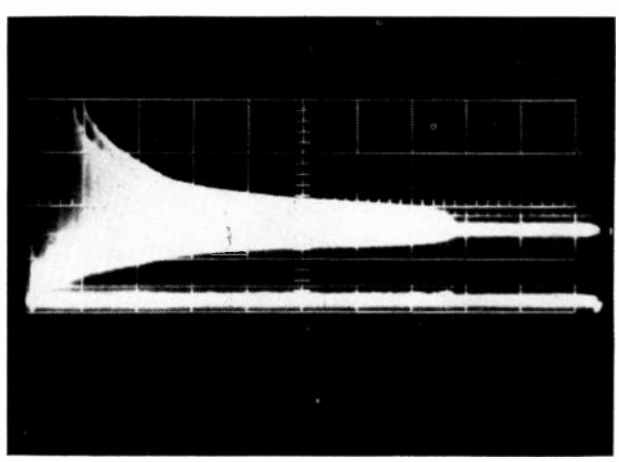


FIG. 5. — Le cycle d'accélération en entier. Sa durée est ici de 789 millisecondes, correspondant à une énergie de 2,95 GeV. Les deux paquets composant le faisceau n'ont pas le même nombre de protons, d'où le liséré que l'on peut voir au début du cycle.

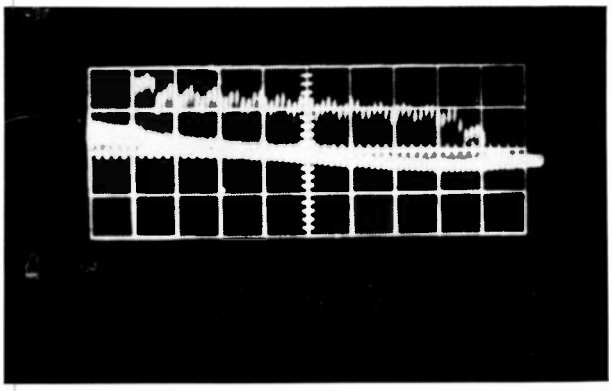


FIG. 6. — L'injection dans la machine. Ici on analyse le comportement du faisceau de 1 µs injecté avec le hacheur, sur une électrode Z. On peut compter le nombre de tours effectués. On remarque aussi la modulation d'amplitude due aux battements entre la fréquence de révolution et la fréquence de l'oscillation betatron verticale.

B. LA RÉALISATION

A partir des données précédentes, la définition théorique des différents éléments de la chaîne de mesure a été assez simple.

A l'entrée, placés sur la section droite de mesure, on trouve un préamplificateur et son alimentation.

Dans la salle d'électronique, reliés au préamplificateur par un câble coaxial 200 ohms de 60 mètres de long, on trouve successivement :

— un amplificateur, avec une sortie fournissant le cycle complet des impulsions,

— un ensemble détecteur, fournissant l'enveloppe de la courbe précédente,

— un ensemble de sélection qui, ouvrant une fenêtre électronique au moment choisi par l'utilisateur, mesure sur la courbe détectée précédente le nombre de protons, un ensemble adaptateur permettant l'enregistrement de cette mesure,

— un ensemble de transformation, qui d'une part traduit la mesure en nombre d'impulsions actionnant un compteur et d'autre part assure la totalisation du nombre de protons durant plusieurs cycles,

— un chassis d'étalonnage qui, outre l'oscillateur fixe comporte un contrôle automatique de gain ; ce C.A.G. permet d'obtenir un gain rigoureusement constant, aussi bien pendant le cycle qu'en période de repos.

Du point de vue pratique, les solutions adoptées pour les différents problèmes rencontrés ont été les suivantes :

1° *Les amplificateurs* : la grande largeur de bande envisagée (15 MHz minimum) a conduit à utiliser la technique des amplificateurs distribués.

Les tubes utilisés sont des 5 654 ; chaque étage d'amplification comporte un doublet et un tube intermédiaire ; son gain maximum est de 6.

2° *Les gammes de sensibilité* : A part une division par 10 à l'entrée de l'ampli (pour les gammes les plus sensibles), toutes les commutations de gamme se font dans le préampli. Comme l'impédance de la source du signal est une capacité, il suffit d'ajouter une ou plusieurs capacités en parallèle sur l'entrée pour obtenir la réduction voulue.

L'ensemble des relais de commutation est commandé du pupitre central à partir d'un simple cadran téléphonique. La position des atténuateurs est rappelée sur le pupitre par des voyants lumineux.

Le gain maximum de la chaîne (sur la sensibilité la plus forte) est de 10 000 (le signal de base de 50 microvolts donne une sortie de 0,5 V).

3° *La détection* : La solution rigoureuse consistait en une série d'intégrations dans un temps Δt fixe, avec remise à 0 après chaque temps Δt.

Une série d'expériences a montré qu'une simple détection crête fournissait une solution suffisamment approchée du problème et techniquement beaucoup plus simple.

C'est la solution qui a finalement été retenue. Le gain de l'étage de détection est de 10, et sa bande passante de 1 000 Hz.

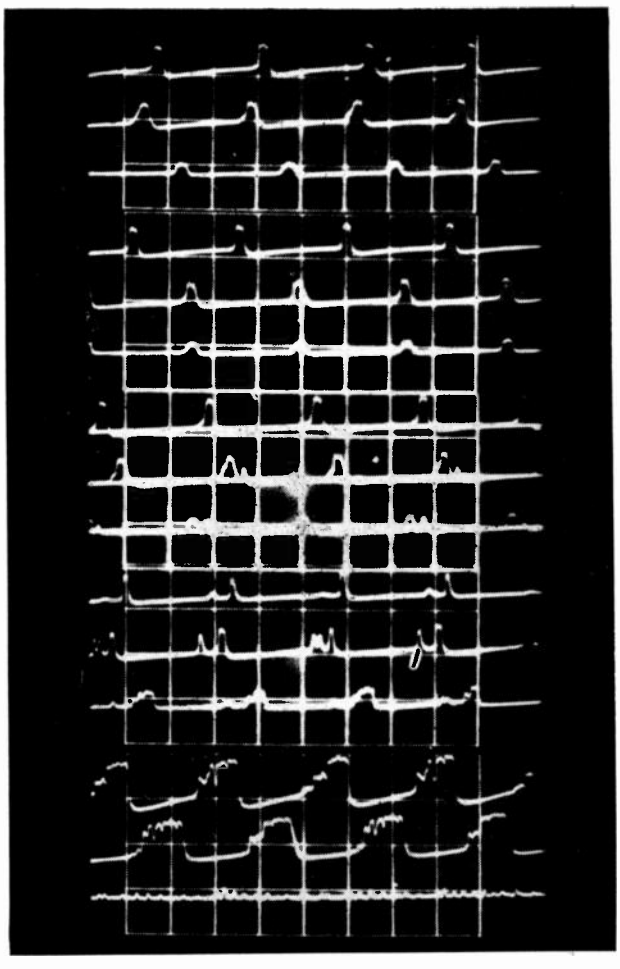


FIG. 7. — L'évolution du faisceau au cours des premières millisecondes d'accélération. Au début, la chaîne est saturée. La vitesse de balayage est de 0,5 µs carreau. Chaque ligne est déclenchée toutes les 50 µs. Chaque groupe de trois lignes correspond au même cycle d'accélération. On constate que le faisceau a une structure fine compliquée qui va en se simplifiant par perte des paquets adjacents au paquet accéléré.

4° *La sélection* : La méthode classique de la fenêtre électronique donne une impulsion trop étroite pour pouvoir être utilisée par un enregistreur ; il a donc fallu se rabattre sur un système un peu plus compliqué, dont l'élément essentiel est un BOXCAR qui conserve la valeur de l'enveloppe du cycle à l'instant où il est déclenché.

Juste avant le début du cycle suivant, un relais remet l'ensemble à zéro.

5° *Comptage et totalisation* : Le top qui déclenche la sélection déclenche en même temps une dent de scie dont la *durée* (ou « temps de mesure ») est rendue directement proportionnelle à l'*amplitude* du signal sortant de la sélection.

Il suffit de déclencher un générateur d'impulsions pendant le « temps de mesure » pour obtenir un nombre de tops proportionnel à l'amplitude du signal sortant de la sélection, donc au nombre de protons cherché. Les impulsions servent à déclencher autant d'oscillateurs bloqués qu'on désire de correspondants.

Pendant le temps de mesure un relais commande un intégrateur ; les indications de chaque cycle s'ajoutent donc dans l'intégrateur qui joue ainsi le rôle de totalisateur.

6° *Etalonnage et C.A.G.* : Une impulsion de départ du cycle déclenche un flip-flop qui commute différents circuits de façon que :

— lorsque passent les paquets de protons, la chaîne soit commutée sur les électrodes de mesure,

— lors des périodes de repos, la chaîne soit commutée sur le générateur d'étalonnage.

Ce dernier délivre une tension de 1,25 V crête à crête d'une fréquence de 5 MHz.

La sortie de la détection est dirigée pendant la période d'étalonnage sur un amplificateur de contrôle automatique de gain qui agit sur les polarisations des différents étages du préampli et de l'ampli.

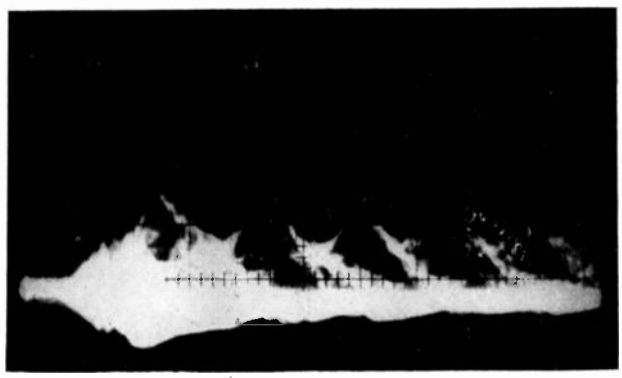


FIG. 8. — Oscillogramme montrant la capture et la formation du faisceau. Déclenchement par la sonde S'_3, vitesse de balayage 100 µs par carreau. Au cours du temps, on remarque l'injection, puis l'action de la H.F. se faisant sentir, le faisceau se contracte et se dilate à la fréquence des oscillations synchrotron. Chaque oscillation s'accompagne d'une perte qui s'inscrit sous la forme de moirures.

La constante de temps est telle que le C.A.G. agit encore pendant tout le temps du cycle, c'est-à-dire lorsque le générateur d'étalonnage n'est pas branché.

Le niveau d'étalonnage est enregistré.

Une commande manuelle permet, en réglant le niveau du C.A.G., de régler le gain de la chaîne à la valeur adéquate.

7° *Distribution des informations*

Les différentes informations sont distribuées de la façon suivante :

1° *Dans la salle de commande.*

A — un enregistreur à 4 pistes donnant :

- la gamme de sensibilité
- la tension d'étalonnage
- le nombre de protons cycle par cycle
- le nombre de protons totalisés

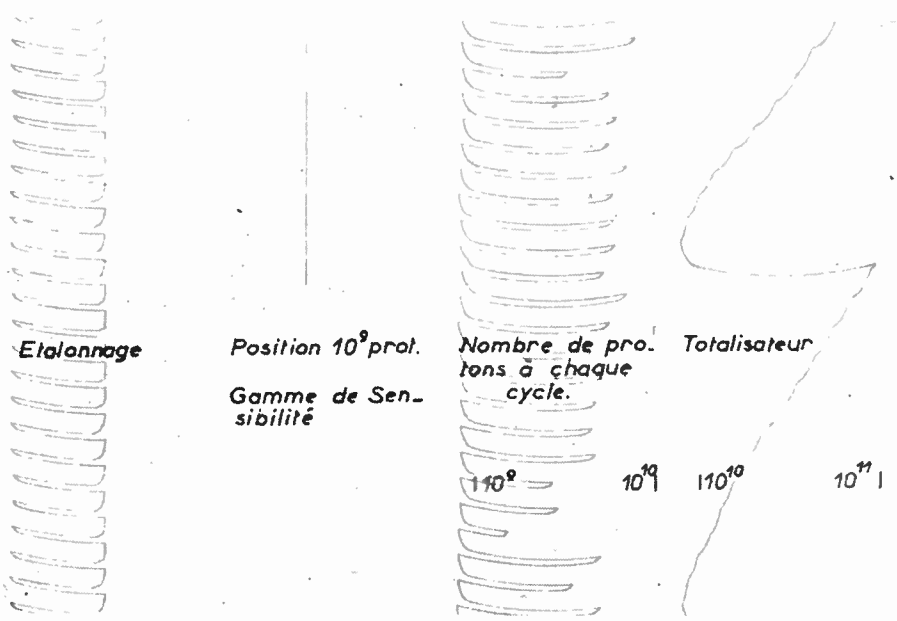


FIG. 9. — Une portion de la bande enregistreuse.

B — un oscilloscope montrant à chaque cycle la variation du nombre de protons d'un bout à l'autre ; on peut observer soit la courbe totale avec les impulsions soit la courbe détectée.

C — un voyant multiple indiquant par un chiffre la gamme de sensibilité.

2° *Dans la salle des physiciens.*

A — des voyants multiples donnant par un chiffre en 10^n l'unité de mesure,

B — des échelles de comptage indiquant le nombre de fois qu'il faut compter l'unité précédente.

Par exemple, les indications 520 et 10^7 indiquent $5{,}2.10^9$ protons.

4. Utilisation

L'injection, une des parties les plus délicates de SATURNE, se règle en étudiant le « temps de vie » d'un faisceau injecté avec le hacheur. Nos électrodes analysent à chaque passage le résultat d'un tour de machine. Nous avons un résultat global, une sorte d'intégration faite par le faisceau le long de sa course. Aussi sans se préoccuper de détails de trajectoires, en comptant uniquement un nombre de tours, on peut étudier et connaître l'influence de tel ou tel paramètre comme la tension aux bornes de l'aimant, l'indice du champ magnétique, les angles d'injection α et β, etc. C'est ainsi que l'injection dans Saturne a pu être réglée très rapidement sans avoir à analyser point par point les différentes trajectoires.

L'accélération se contrôle en suivant la marche du faisceau, tout accident sur la H.F. se répercutant sur le comportement du faisceau. En fait on règle la H.F. en cherchant à avoir le moins de pertes possible.

Parmi les utilisateurs, les électroniciens se servent de la mesure du nombre de protons juste avant la tombée du faisceau sur leur cible, comme référence d'une série d'expériences à une autre série.

***

La plus grande partie de ce travail a été accomplie sous la direction de M. F. Prévot.

BIBLIOGRAPHIE

LE CAINE. — Ph. D. Thesis, Birmingham, 1951.

HEARD H.G. — Bevatron beam induction electrodes, rapport U.C.R.L. 3609, 12 février 1957.

LAVRISCHEFF J.T. — Measurement of beam current in the Bevatron by induced voltages, rapport U.C.R.L. 8033, 28 octobre 1957.

HEARD H.G. — Calibration of the Bevatron Beam-induction electrodes, rapport U.C.R.L. 8092, janvier 1958.

SCHWARTZ C.E. — Pick-up electrodes, *Review of Scientific Instruments*, 24 (N° 9), septembre 1953.

PROTECTION

Les murs de protection du synchrotron Saturne

PAR

Y. DUVAUX, F. DUBOIS
Service des Travaux et Installations

ET

P. STICKEL, F. PENET
Département du Synchrotron Saturne
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Généralités

Les Murs de Protection de SATURNE sont destinés à protéger le personnel et les appareils de physique du rayonnement émis par l'accélérateur.

Leur projet a été élaboré au début de 1958 avec le concours du Docteur LINDENBAUM du B.N.L., et de la S.O.G.E.I., le bureau d'études industriel de SATURNE.

Ils ont été conçus compte tenu de l'expérience acquise à Brookhaven et pour une intensité du faisceau de 10^{12} protons par cycle, en supposant 20 cycles par minute.

Ils comportent quatre parties distinctes (voir figure 1) :

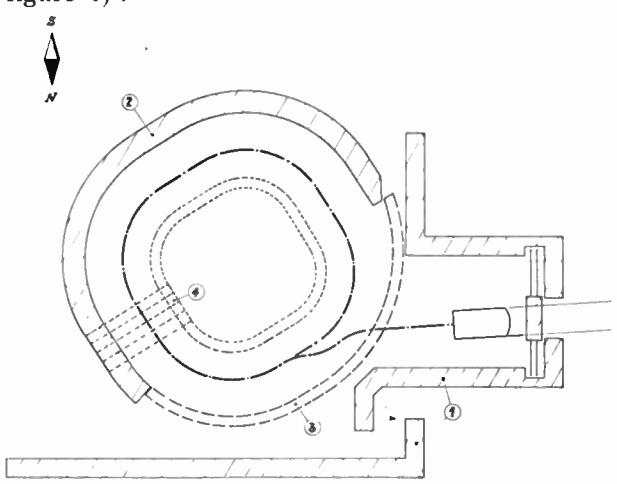


FIG. 1. — Schéma des différentes protections.

1 — Mur fixe
2 — Mur mobile
} réalisés

3 — Renforcement mur fixe
4 — Toit
} en projet

1 — Un mur fixe entourant l'accélérateur sur 150° environ,

2 — Un mur mobile sur les 210° non protégés par le mur fixe,

3 — Un renforcement des protections au droit du mur fixe (1).

4 — Un toit de 1,80 m de béton, de densité moyenne 4 sur l'ensemble de la machine.

Les deux premières parties sont actuellement réalisées ; les deux autres sont à l'état de projet.

Le mur fixe est en béton ordinaire de densité 2,3 de 5 m de hauteur et de 2 m d'épaisseur.

Dans la zone où la forme du mur est susceptible de varier suivant les nécessités de l'expérimentation, le mur actuel est composé de blocs mobiles de formes et de tailles diverses, de manière à former un mur de 3 m de hauteur et de 3 m d'épaisseur en béton de densité moyenne 4,2.

La réalisation des troisième et quatrième parties suppose un renforcement considérable des fondations du bâtiment et par conséquent un arrêt prolongé de l'accélérateur (de 6 mois à un an). C'est pourquoi sa réalisation a été différée.

La construction de ce mur a posé un difficile problème de mise en œuvre de bétons de densité élevée. L'étude des différents bétons qu'on pouvait envisager d'utiliser a été confiée au Service des Travaux et Installations (S.T.I.), en collaboration avec la S.O.G.E.I.

(1) Le mur mobile donne une protection meilleure ($3 \times 4.2 = 12.6$ t/m²) que le mur fixe ($2 \times 2,3 = 4,6$ t/m²). Cela tient au fait que le mur mobile a été conçu après la construction du mur fixe, qui, lui, avait été prévu pour une intensité de protons plus faible et avant que des résultats expérimentaux sûrs concernant le niveau des radiations aient pu être obtenus sur des machines en service.

Celui-ci, après avoir éliminé le béton à l'ilménite (ferrotitane) (densité 4) à cause de sa densité trop faible, et le béton au ferrophosphore (densité 4,8) en raison de son prix de revient trop élevé, a finalement préconisé un béton à base de barytine (sulfate de baryum) additionné d'agrégats d'éléments de fer.

Ce dernier procédé permet en effet d'obtenir toute une gamme de densités entre 3,6 (barytine) et 6,3 (riblons plus grenaille) par un dosage approprié de la barytine et du fer. C'est ainsi que le S.T.I. a conçu deux types de béton :

— Un béton de densité 3,6 (barytine),

— Un béton de densité 4,8 (barytine plus débouchures et produits d'estampage).

Il est à noter toutefois que la fabrication du béton de densité 4,8 est assez délicate et requiert notamment un certain soin dans le choix de la qualité et des formes des débouchures de fer.

La suite de cet article comprend la description du mur mobile actuel et des dispositifs adoptés pour la sortie des faisceaux à travers le mur et les protections autour des expériences de Physique.

Il est donné enfin un aperçu sommaire du projet actuel de renforcement des protections.

TABLEAU COMPARATIF
DES DIFFÉRENTES PROTECTIONS

	Densités	Volume	Poids
Mur fixe	2,3	1 000 m³	2 300 T
Mur mobile 1re étape	3,6 et 4,8	410 m³	1 670 T
Mur et toit, 2e étape	3,6 ; 4 ; 4,8 et 7,2	930 m³	3 800 T
Protection des appareils de physique	3,6 et 4,8	400 m³	1 700 T

2. Le mur mobile 1re étape

2.1. Forme théorique

Cette forme suppose l'accélérateur fonctionnant seul, sans aucune expérience de physique installée.

Elle consiste en un secteur de couronne (2) de rayon moyen 13,25 m, de 3 m d'épaisseur et de 3 m de hauteur, entourant l'accélérateur sur un angle de 210° environ.

Elle est divisée en trois couches superposées :

1er lit : de 0 m à 0,60 m,

2e lit : de 0,60 m à 1,80 m,

3e lit : de 1,80 m à 3 m.

L'efficacité de la protection est équivalente à 3 m de matière de densité 3,6, soit 10,8 t/m² pour le 1er lit, et 3 × 4,2 = 12,6 t/m² pour les 2e et 3e lits.

(2) comprenant des parties droites, correspondant aux sections droites de l'accélérateur.

Chacune des couches est constituée par des blocs de forme standard et certains de leurs sous-multiples.

Les formes standard sont des prismes droits à base trapézoïdale, dont la juxtaposition reproduit la forme globale de la couronne.

Le tableau suivant donne les dimensions et densité des trois blocs standards :

Bloc	Hauteur	Trapèze de base			Matière	Densité
		Haut.	gr. base	petite base		
A	1,20	1,50	1,05	0,94	Béton de baryte	3,6
H	1,20	1,50	0,92	0,82	Béton additionné de débouchures de ferraille	4,8
E	0,60	3	0,89	0,70	Béton de baryte	3,6

(cotes en mètres)

Les sous-multiples existants sont les suivants :

Blocs B : A/2 (hauteur moitié),

Blocs C : A/2 (grande base et petite base moitié),

Blocs D : A/4 (bloc C de hauteur moitié),

Blocs F : E/2 (grande base et petite base moitié),

Blocs J : H/2 (hauteur moitié).

La répartition de principe entre les différentes couches est indiquée dans la figure 2.

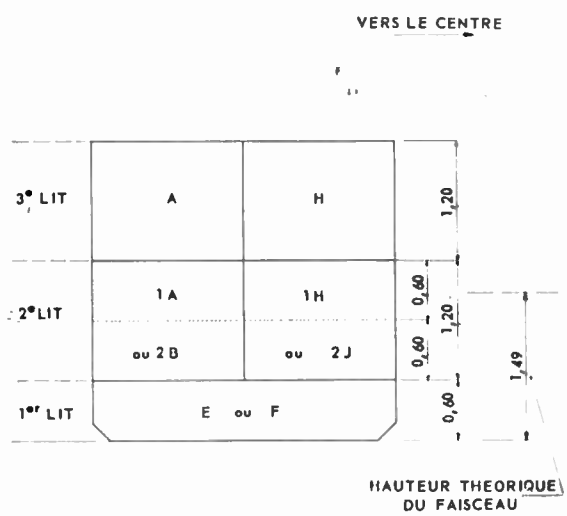


Fig. 2. — Mur mobile, vue en coupe par un plan vertical (cotes en mètres).

L'avantage de la forme trapézoïdale est double :

— d'une part, elle permet de réaliser des sections droites par la disposition « tête-bêche »,

— d'autre part elle facilite le réencastrement d'un bloc dans une portion de mur préalablement ouverte, par un coincement analogue à celui d'une clef de voûte.

Remarque sur la disposition relative des blocs A et H.

Les tolérances générales de dimension et de planéité étant de l'ordre de quelques millimètres, on arrive ainsi à réaliser une juxtaposition satisfaisante.

Toutefois, afin d'éviter des fentes continues radiales à des hauteurs voisines de celle du faisceau (1,49 m), on réalise dans les deux couches supérieures un chicanage des blocs A et H (voir figure 3).

L'ensemble du mur représente l'équivalent d'environ 100 blocs A, 100 blocs H et 60 blocs E.

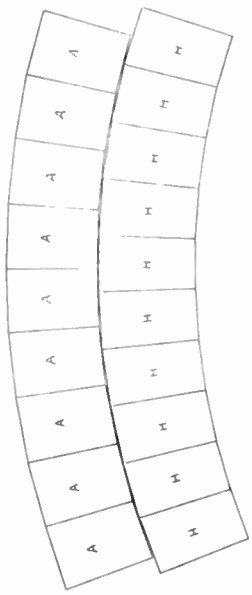


FIG. 3. — Disposition en chicane des blocs.

2.2. Déformations et traversées

L'implantation d'aimants et de collimateurs pour les expériences de physique impose des déformations parfois importantes de toute une région du mur ; bien entendu, ces déformations plus ou moins complexes ne peuvent plus être réalisées par juxtaposition parfaite des blocs.

Dans la mesure du possible, l'épaisseur est ramenée partout à l'épaisseur normale. On utilise pour cela, des blocs de petites dimensions (voir § 3) ainsi que des briques de plomb et de béton.

Les traversées de mur destinées au passage des faisceaux sont réalisées à l'aide de blocs de béton percés longitudinalement de trous d'un diamètre standard de 200 mm. Dans ces blocs peuvent s'encastrer soit des bouchons de fonte, soit des collimateurs de diamètres divers (voir fig. 4).

Les traversées se faisant entre 1,20 m et 1,80 m de hauteur (1,49 m théoriquement), on peut être amené à couper le 2e lit en deux : d'où l'utilisation de deux blocs B (ou J) à la place d'un A (ou H).

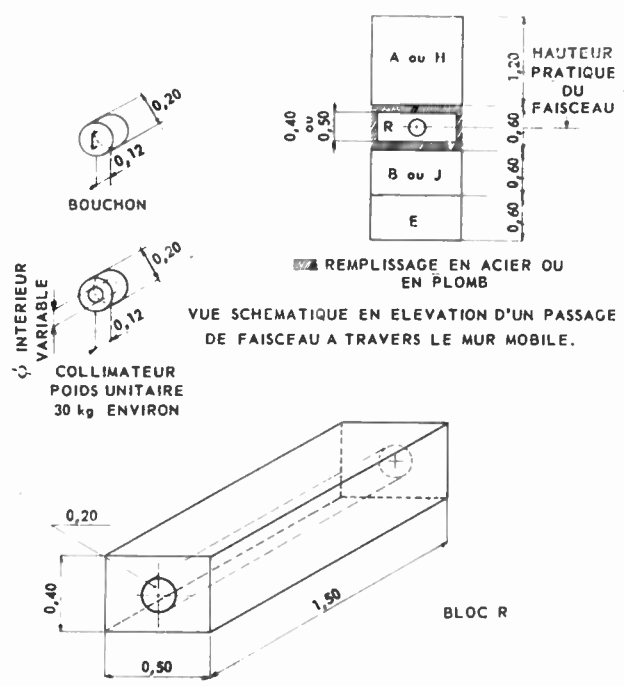


FIG. 4. — Vue schématique en élévation d'un passage de faisceau à travers le mur mobile.

3. Protections « Physiciens »

Le mur de protection 1e étape supposé sans trous étant en principe suffisant pour assurer la protection du personnel, les protections « Physiciens » sont destinées à atténuer le bruit de fond tout autour des appareils de physique, au profit des faisceaux secondaires entrant dans ces appareils ; ce bruit de fond provient d'ailleurs principalement du haut.

On a été ainsi amené à concevoir des « casemates » dont les murs et les toits sont formés de blocs standards parallélépipédiques.

Les blocs sont de deux types principaux :

1 — *Poutres de toit* : 6 m × 0,6 m × 0,6 m en béton de baryte, densité 3,6, armées de manière à pouvoir supporter une couche supplémentaire de blocs de 0,60 m en densité 4,8.

2 — *Blocs de murs ou de toit* :

Type M : 1,20 m × 0,90 m × 0,60 m, densité 4,8 et son sous-multiple :

Type G : 0,90 m × 0,60 m × 0,30 m, densité 4,8.

Les entrées de faisceaux dans les casemates se font par blocs troués (type S) analogues à ceux du mur, mais plus courts : 0,90 m au lieu de 1,50 m.

Une casemate se compose en principe de 4 murs de 0,90 m d'épaisseur formés de blocs M sur lesquels sont placées des poutres P de 0,60 m d'épaisseur. Par dessus ces poutres, on ajoute quelquefois une couche supplémentaire de blocs M.

A titre indicatif, une casemate destinée à abriter une « chambre » de taille moyenne comporte quelque 160 blocs M et 15 blocs P.

4. Deuxième étape du mur de protection

Le but de cette deuxième étape est de renforcer l'efficacité de la protection du synchrotron en trois endroits :

1 — A l'extérieur, dans les 150° non occupés par le mur de la première étape,

2 — A l'intérieur, sur 360°,

3 — Au-dessus de la zone ainsi délimitée par les deux couronnes intérieure et extérieure complètes.

4.1. Mur extérieur

Ce mur étant un renforcement des murs fixes de béton ordinaire déjà existants, on ne lui imposera qu'une protection équivalente de 4 × 1,20 m = 4,8 t/m².

Étant donné le peu de place disponible dans certains secteurs (haute fréquence, injection), le projet actuel comporte des tronçons de densité 4,8 (béton + débouchures métalliques) en 1 m d'épaisseur, et un tronçon de densité 7,2 (fonte) en 0,66 m d'épaisseur.

Par ailleurs, certains de ces tronçons devront être suspendus pour des questions de résistance du sol.

4.2. Mur intérieur

On lui impose une efficacité de 4 × 0,90 m = 3,6 t/m². Le projet actuel prévoit du béton de densité 4 ou 4,8.

La hauteur de ce mur ainsi que celle du mur extérieur est de 3 m, identique à celle du mur de la première étape.

4.3. Couverture

On lui impose une efficacité équivalente de 4 × 1,80 m soit 7,2 t/m².

Le projet actuel comporte des éléments porteurs armés de 0,22 m de hauteur en densité 3,6 (béton de baryte), et une couche supérieure de 1,34 m de haut en densité 4,8 (béton + débouchures).

En effet, le béton de densité 4,8 n'offrant pas de résistance mécanique suffisante, il est apparu nécessaire d'utiliser une première couche en 3,6.

L'ensemble de cette couverture repose sur un système de poutrelles métalliques rayonnantes, s'appuyant elles-mêmes d'une part sur un portique central, d'autre part sur des portiques extérieurs.

Cet ensemble est ainsi indépendant des murs latéraux : il est en effet essentiel de pouvoir, par un simple démontage partiel, modifier un secteur d'un mur latéral pour implanter des appareils de physique ou sortir des faisceaux.

Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne

PAR

P. CANDES, H. JOFFRE, A. STIRLING

Service de Contrôle des Radiations et de Génie Radioactif

(Subdivision Piles et Accélérateurs)

Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Généralités

Les règles de protection contre les radiations ionisantes appliquées par le Commissariat à l'Energie Atomique sont l'application des normes publiées par la Commission Internationale de Protection Radiologique (C.I.P.R.).

En premier lieu, la dose maximale admissible d'irradiation du corps entier est fixée à 5 rem par année. Les dispositifs de protection d'une installation en fonctionnement régulier doivent donc être fondés sur une dose moyenne de 0,1 rem par semaine ou encore sur une intensité moyenne de 2,5 mrem/h que nous considérerons comme la limite maximale admissible d'irradiation moyenne (L.M.A.).

En vue de l'organisation du contrôle des radiations auprès de l'accélérateur, l'ensemble des locaux est divisé en deux zones :

– *la zone I* est la zone située à l'intérieur du mur de protection entourant l'anneau d'accélération et comprenant, en outre, les sous-sols situés au-dessous.

Cette zone est soumise à un rayonnement important et il est exclu d'y séjourner sans arrêt préalable de l'accélération.

— *la zone II* est la zone expérimentale du hall située à l'extérieur du mur de protection.

Un rayonnement notable existe en certains points suivant les conditions expérimentales : ouverture de canaux dans le mur, échancrures pour dispositifs expérimentaux et disposition des cibles. Le séjour de personnes en certains points de cette zone peut être possible, mais doit être limité dans le temps et soigneusement surveillé.

La sécurité du personnel auprès de l'accélérateur est assurée par une signalisation précise de l'état

de fonctionnement de la machine et par l'utilisation d'un tableau de contrôle des radiations groupant les appareils indicateurs et enregistreurs de mesure des rayonnements ainsi que le contrôle des verrouillages de sécurité des portes d'accès aux zones I et II.

2. Dispositions de signalisation et de sécurité

2.1. Signalisation de l'état de fonctionnement de l'accélérateur.

La signalisation de l'état de fonctionnement de la machine est réalisée par voyants de grandes dimensions dont les couleurs ont la signification suivante :

— vert fixe : accès libre dans le hall,

— vert clignotant : cyclage de l'aimant en marche,

— jaune fixe : un élément machine prêt à démarrer,

— jaune clignotant : un élément démarré — possibilité de rayonnements (par exemple l'injection),

— rouge fixe : prêt à accélérer,

— rouge clignotant : accélération effective.

En outre, une signalisation sonore précède le commencement de l'accélération. Cette signalisation comporte le fonctionnement discontinu d'une sonnerie durant dix minutes environ, puis le fonctionnement d'un klaxon durant quelques dizaines de secondes.

2.2. Sécurité et signalisation relatives aux portes d'accès

2.2.1. *Serrures de sécurité*

Les portes d'accès aux zones I et II sont munies de serrures de sécurité. Il en existe deux types ; les unes sont des serrures ordinaires à clef, les autres sont des serrures verrouillables électriquement à distance depuis le tableau de contrôle des radiations. Toutes ces serrures sont déverrouillables, soit de l'intérieur par simple action sur le pène, soit de l'extérieur au moyen d'une clef de secours disposée à proximité de la porte dans un coffret plombé. De telles manœuvres provoquent l'arrêt immédiat de l'accélération avec alarme par voyants de défaut sur le tableau de contrôle des radiations.

2.2.2. *Signalisation aux portes d'accès*

L'entrée aux zones I et II est réglementée par des voyants de grandes dimensions disposés au-dessus des portes et ayant la signification suivante :

— vert : accès libre

— jaune : accès autorisé mais sous surveillance

— rouge : accès interdit.

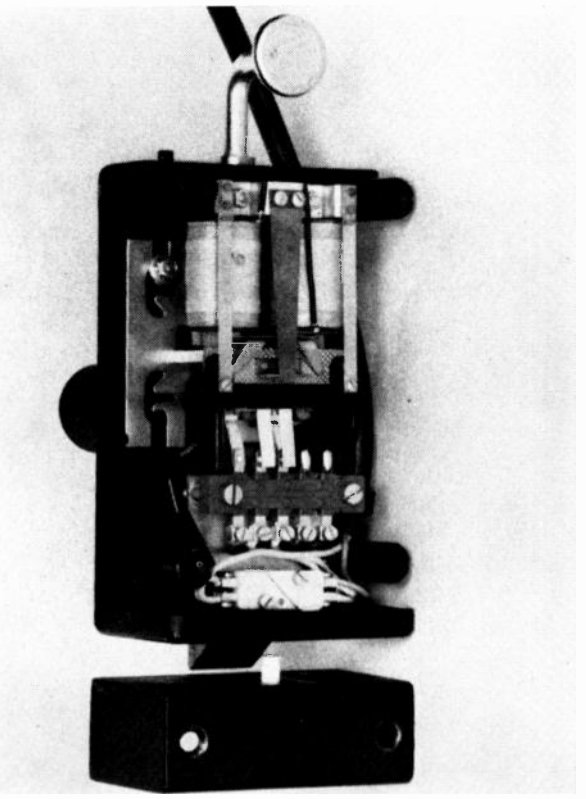


Fig. 1. — Serrure électro-mécanique de sécurité Lock-Mors.

2.2.3. *Signalisation au tableau de contrôle des radiations*

Au tableau de contrôle des radiations, les accès sont contrôlés par la signalisation suivante disposée sur tableau synoptique :

— vert : porte fermée

— rouge : porte ouverte (le fonctionnement de l'accélérateur est alors impossible)

En outre, pour les serrures verrouillables à distance depuis le tableau de contrôle des radiations :

— jaune clignotant : déverrouillage de la porte pendant le fonctionnement de la machine (accès autorisé)

— jaune fixe : la porte a été ouverte (accès autorisé effectif).

2.3. Signalisation des niveaux de radiations

Les niveaux de radiations sont signalés en cas de dépassement de la limite maximale admissible,

— sur place auprès des postes de détection, par voyants disposés sur les tableaux de raccordement des détecteurs :

— rouge pulsé lent : intensité d'irradiation supérieure à 1 L.M.A.

— rouge pulsé accéléré : intensité d'irradiation supérieure à 10 L.M.A.

— au tableau de contrôle des radiations, par voyants de défaut correspondant à chaque poste de détection avec alarme sonore.

2.4. Autres dispositions de sécurité.

Avant le démarrage de l'accélération une ronde de surveillance permet de vérifier que l'évacuation des zones I et II est complète. A l'issue de cette ronde la manœuvre d'une clef de contact disposée au tableau de contrôle des radiations matérialise l'autorisation de démarrage de l'accélération. La surveillance de la zone I est continuée pendant le fonctionnement de l'accélération par télévision dont le récepteur est disposé au tableau de contrôle des radiations.

Enfin, si contrairement aux consignes une personne était demeurée dans une zone dangereuse après le démarrage de l'accélération, cette personne a la possibilité de stopper rapidement l'accélération, soit en utilisant l'un des boutons « arrêt d'urgence » disposés à cet effet en divers points des zones dangereuses, soit encore en ouvrant l'une des portes d'accès à ces zones (voir paragraphe 2.2.3.).

3. Détection des rayonnements

Une partie du rayonnement de haute énergie provenant des cibles et des parois de la chambre de l'accélérateur est absorbée dans le mur de protection qui entoure la machine. L'autre partie est diffusée dans l'air et produit le rayonnement de basse énergie observé à l'extérieur des murs de protection dans la zone II.

Il est donc nécessaire de mesurer les doses d'irradiation produite par :

— le rayonnement diffusé de basse énergie dans la zone II,

— le rayonnement direct de haute énergie dans la zone I et à la sortie des canaux pratiqués dans le mur.

3.1. Mesure du rayonnement diffusé.

Les radiations sont émises suivant la pulsation d'accélération : c'est-à-dire en impulsions de 1 à 100 millisecondes toutes les quatre secondes. Dans ces conditions, les appareils de détection classiques

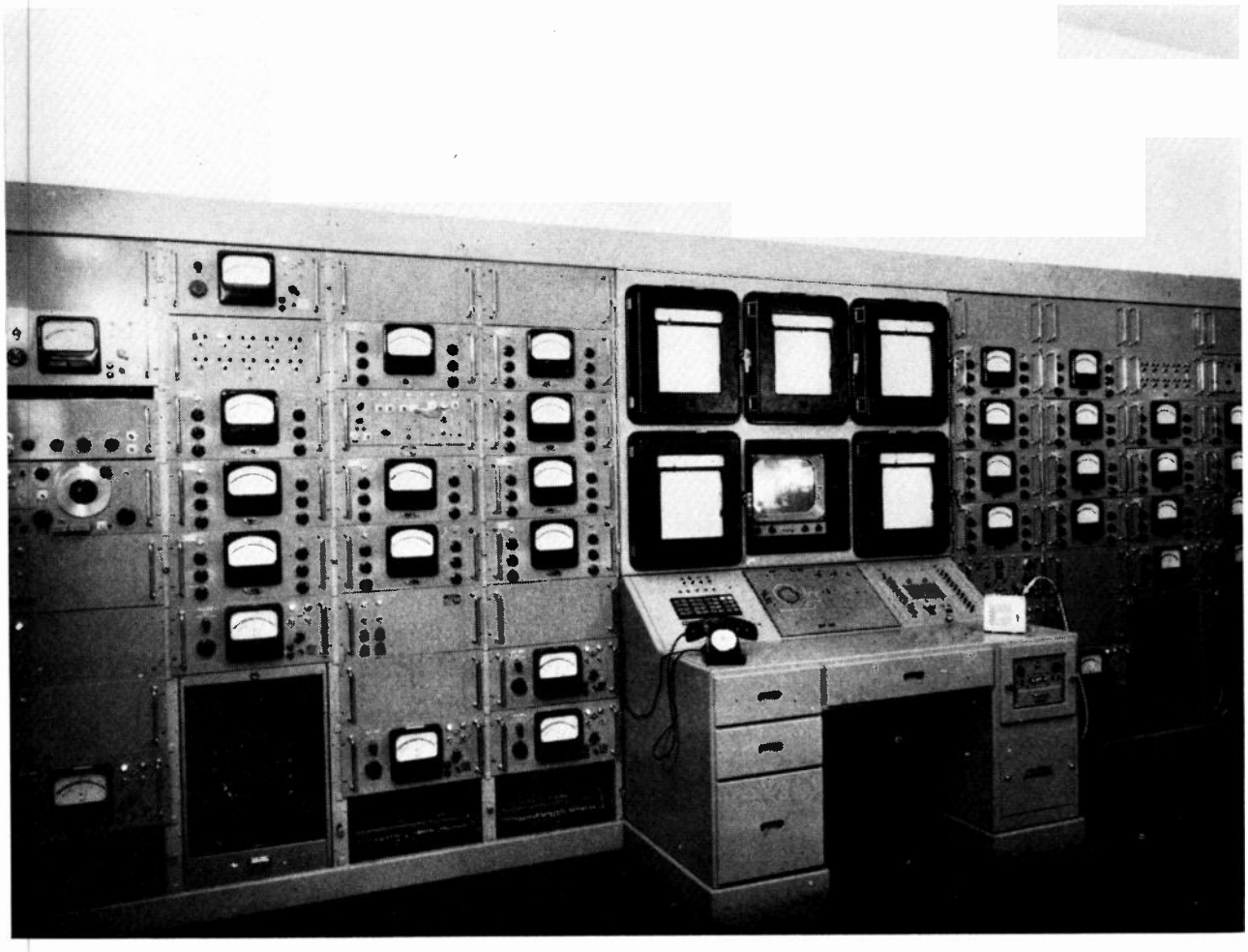


Fig. 2. — Tableau de contrôle des radiations.

ne peuvent être utilisés que dans des cas particuliers ; ils nécessitent le plus souvent d'avoir été modifiés afin d'assurer un fonctionnement sans phénomène de saturation ou d'empilement pour des intensités d'irradiation variant entre 0,1 et 10 L.M.A. (échelle logarithmique de 3 décades). Des appareils ainsi modifiés constituent l'équipement de détection du tableau de contrôle des radiations.

3.1.1. *Rayonnement γ*

Des chambres d'ionisation de 24 litres sont utilisées pour la mesure du rayonnement γ. Les charges recueillies dans la chambre sont intégrées sur une capacité à haut isolement disposée à l'entrée d'un amplificateur à courant continu à contre-réaction totale. Les phénomènes de recombinaison dans les chambres d'ionisation sont évités en augmentant la tension appliquée sur les chambres utilisées dans

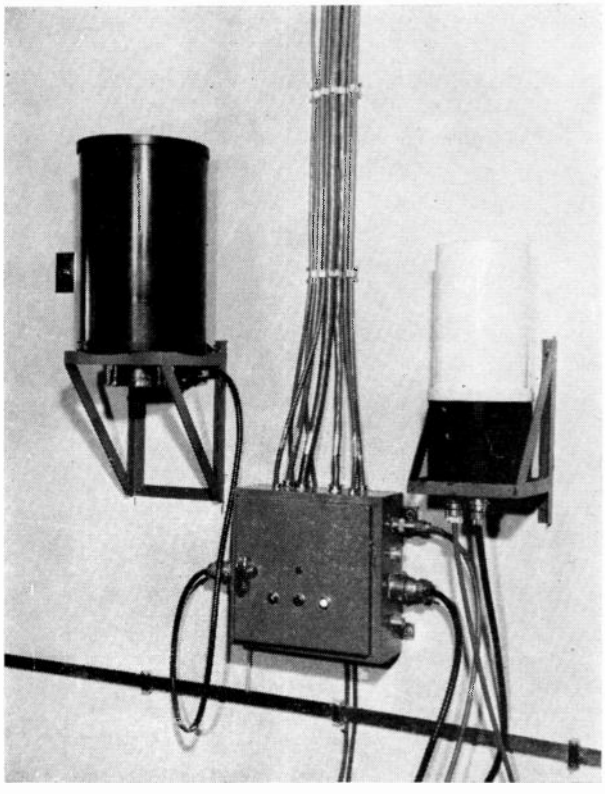


Fig. 3. — Poste fixe de détection des radiations comportant une chambre d'ionisation, un compteur à scintillation et un coffret de raccordement.

les zones de rayonnement élevé. Deux dispositifs d'intégration sont utilisés, ils permettent de mesurer l'intensité moyenne de rayonnement sur une période de 3 minutes ou bien la dose accumulée sur une longue période. Dans le premier cas, on utilise un appareil enregistreur dont l'indication est proportionnelle à la charge de la capacité ; dans le second cas, un numérateur mécanique qui compte une impulsion chaque fois que la charge de la capacité atteint une valeur prédéterminée.

Un détecteur portatif intégrateur a également été réalisé.

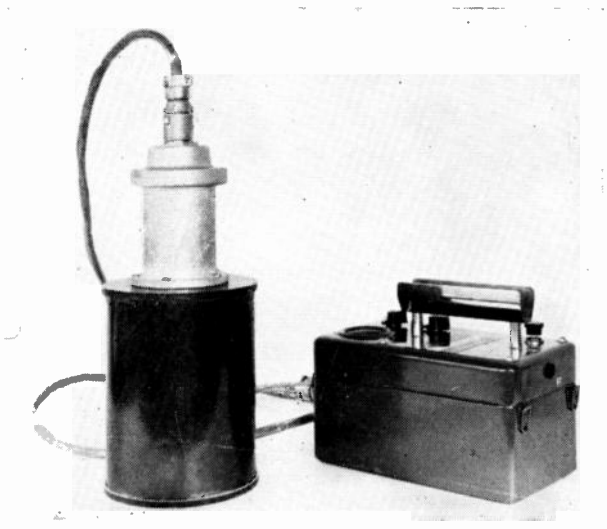


Fig. 4. — Détecteur portatif pour le rayonnement γ.

3.1.2. *Neutrons rapides*

Les intensités d'irradiation par les neutrons rapides sont généralement supérieures d'un facteur 10 aux intensités d'irradiation γ observées aux mêmes points. L'énergie moyenne des neutrons rapides diffusés dans la zone II est inférieure à 15 MeV (mesure effectuée avec des écrans de paraffine d'épaisseur variable).

Deux types de détecteurs sont utilisés pour la détection des neutrons rapides :

— des détecteurs à scintillateur Hornyack comprenant un circuit d'intégration des impulsions fournies par le photomultiplicateur. Comme pour la mesure du rayonnement γ, des mesures d'intensité moyenne sont effectuées sur des périodes de 3 minutes et des mesures de doses sur des périodes de plusieurs heures.

— des compteurs à BF_3 sous paraffine pour la mesure de l'irradiation par cycle d'accélération.

Ces deux détecteurs permettent de mesurer les doses d'irradiation produites par les neutrons rapides d'énergie comprise entre 1 et 15 MeV ; pour les neutrons d'énergie inférieure à 5 MeV, on mesure l'activité de disques d'indium irradiés sous écrans de paraffine.

3.2. Mesure du rayonnement de haute énergie.

La mesure du rayonnement de haute énergie intervient dans le contrôle de l'efficacité des murs de protection. Ces mesures sont particulièrement importantes dans la zone expérimentale du hall, aux sorties des différents canaux du mur de protection, qui laissent passer les faisceaux de particules provenant des cibles.

3.2.1. *Neutrons rapides*

Les flux de neutrons d'énergie supérieure à 20 MeV sont mesurés avec un détecteur à seuil utilisant la réaction $^{12}C(n, 2n)^{11}C$. Pour simplifier les mesures, on emploie des scintillateurs plastiques (Ø : 100 — h : 100). L'activité induite est mesurée avec deux photomultiplicateurs en coïncidence.

Cette méthode a été utilisée pour localiser les points chauds de la chambre de l'accélérateur.

3.2.2. *Particules chargées de haute énergie*

Un télescope à coïncidences a été réalisé pour mesurer les flux de particules chargées. Il est identique à ceux utilisés par les physiciens. Ces mesures sont complétées et contrôlées par l'examen des photographies provenant des chambres à bulles qui permettent en particulier d'évaluer les flux maximaux auxquels sont exposés les expérimentateurs qui travaillent dans les abris des chambres à bulles pendant l'accélération.

3.2.3. *Mesure des doses d'irradiation*

Un prototype de chambre équivalent-tissu a été réalisé pour mesurer directement l'énergie dissipée par ionisation dans un tissu, c'est-à-dire la dose d'irradiation exprimée en rad.

La variation de la répartition de la dose d'irradiation en profondeur est obtenue en effectuant des mesures avec des écrans d'épaisseur variable.

Ces mesures sont complétées par l'exposition de films photographiques pour le rayonnement γ et d'émulsions nucléaires pour les neutrons rapides (Emulsions Ilford K5). Les durées d'exposition sont de deux semaines.

4. Conclusion

La protection contre les radiations auprès de l'Accélérateur SATURNE nécessite la mise en œuvre de dispositifs de sécurité relativement complexes. La présence de rayonnements de haute énergie, émis en flux pulsé, exige encore des études approfondies. Les dispositifs de protection et de contrôle des radiations présentent donc un caractère évolutif si l'on désire les maintenir en harmonie avec l'amélioration constante des performances de la machine elle-même. L'intensité moyenne du faisceau atteint maintenant 10^{10} protons par seconde conduisant, en certains points des salles de commande ou d'expérience, à des intensités d'irradiation notables de l'ordre de 10 mrem/h. L'amélioration des écrans de protection est à l'étude.

GÉNIE CIVIL

Fondation du synchrotron Saturne à Saclay

PAR

R. VINARD

Ingénieur Conseil
de la Société Générale d'Exploitations Industrielles
(SOGEI)

ET

M. De LAMOTTE

Ingénieur de la Société SIMECSOL

1. Enoncé du problème

1.1. Indéformabilité nécessaire de la fondation

L'indéformabilité, presque absolue, de la fondation après réglage de l'aimant, est un élément essentiel du rendement des grands accélérateurs de particules.

L'ordre de grandeur des limites de tolérance imposées pour la stabilité et la déformation est beaucoup plus faible que celui correspondant, dans une fondation normale, aux diverses causes de déformations rappelées ci-après.

1.2. Causes de déformations possibles

Les principales de ces causes sont les suivantes :

— déformation du terrain sous des charges unitaires, même modérées.

— gonflement de ce terrain par humidification ;

— flèches normalement provoquées, dans des fondations de grande étendue par les tassements précités ou des variations différentielles correspondantes de la réaction du terrain ;

— flèches et variations élastiques (et surtout plastiques) d'un béton ou d'un béton armé pour tensions afférentes à des taux de fatigues même faibles.

2. Difficultés de réalisation

2.1. Nature de la difficulté

Cette difficulté réside dans une discordance apparente entre l'ordre de grandeur :

a) des déformations admissibles ;

b) des variations à prévoir pour une fondation ordinaire, ayant des dimensions similaires et reposant sur un sol de qualité moyenne.

2.2. Ordre de grandeur des déformations admises pour la fondation de l'accélérateur de Saclay

2.2.1. *Stabilité*

— déplacement absolu vertical ou horizontal, du centre du plateau supérieur de la fondation : 1,0 mm.

— déversement angulaire absolu du plan moyen de ce plateau, par rapport à un axe horizontal quelconque pris dans ce plan : 3×10^{-4} rd

2.2.2. *Indéformabilité*

— déplacement correspondant d'un point quelconque par rapport au centre de la couronne : 0,2 mm

— limite du déplacement vertical d'un point par rapport au plan supérieur moyen de la fondation : 0,2 mm

— déformations angulaires moyennes : 1×10^{-4} rd

2.3. Ordre de grandeur des éléments caractéristiques de la déformation d'un sol ou d'un béton

2.3.1. *Caractéristiques de déformation des terrains* :

Elles sont très variables suivant les terrains. En moyenne :

— déformations instantanées de l'ordre du centimètre

— déformations lentes (dans le cas de l'argile notamment) de l'ordre du décimètre

2.3.2. *Caractéristiques du béton*

Déformations élastiques et de fluage

— sous un taux de fatigue modéré se rapprochant du quart des limites de rupture : de l'ordre de 0,25 mm p.m

— variations lentes correspondantes, au total 0,75 mm p.m

— à titre d'exemple, la variation de longueur instantanée d'un pieu en béton d'une vingtaine de mètres, supportant 100 t/m², serait d'environ 1,0 mm

— le raccourcissement différé, par fluage atteindrait 3,0 mm

— la flèche globale d'une poutre encastrée de hauteur égale au dixième de sa portée, dont la fatigue théorique serait 100 kg/cm² avec $E = 300$ t/cm² atteindrait après fluage 0,75 mm p.m

Influence du retrait et de l'hygrométrie

— les déformations correspondantes sont couramment de l'ordre de 0,4 mm p.m

— pour les distance de l'ordre de 10 m du centre de l'accélérateur à la périphérie, les déformations seraient donc de l'ordre des mm.

Effet de la température

Les variations linéaires d'ordre thermique sont :

pour 100° supérieures à..... 1 mm p.m
pour 10° supérieures à..... 0,1 mm p.m

sur la distance précitée de 10 m, pour 10° 1 mm

2.4. Conclusion

Les déformations résultant du cumul des diverses natures de variations précitées, seraient de l'ordre des millimètres, c'est-à-dire dix fois supérieures au moins aux tolérances prescrites.

Il faut donc rechercher des dispositions capables d'éliminer en majeure partie les déformations inhérentes aux fondations habituelles.

3. Solutions susceptibles d'être envisagées

3.1. Précautions applicables a toute solution

3.1.1. *Elimination partielle des effets du fluage*

La constitution d'une charge de sable plus importante que la charge définitive, peut réduire beaucoup la déformation résiduelle de fluage, qui intervient après montage, et qui est seule à considérer.

3.1.2. *Conditionnement hygrométrique et thermique*

Il doit être réalisé nécessairement dans la salle qui est indispensable pour soustraire l'accélérateur, comme sa fondation, à l'effet des intempéries.

3.2. Dispositions imposées par la déformabilité du sol

3.2.1. *Fondation sur terrain rigide*

Les déformations du sol sont pratiquement négligeables. On devra prendre appui sur le rocher par une infrastructure d'une faible hauteur, tout en observant les précautions d'ordre général mentionnées ci-avant.

3.2.2. *Fondation en terrain compressible*

Il faut alors prévoir un anneau de fondation rigide dont les sollicitations, et par conséquent les déformations, soient indépendantes des mouvements du sol, c'est-à-dire, qui soit isostatique ou pratiquement tel.

Par ailleurs, il faut prendre toutes dispositions pour réduire au minimum les tassements sous charge du terrain.

3.3. Considérations générales sur les ouvrages isostatiques et définition des solutions types qui en découlent logiquement

3.3.1. *Anneau de fondation reposant directement sur 3 points*

Telle est, dans son principe tout au moins, la solution générale inéluctable du problème ainsi posé.

Cependant, le repos sur trois points d'une aussi grande fondation, exige des sections de béton considérables en raison des efforts de flexion et de torsion développés dans de très grandes portées courbes.

Dans le cas de Saclay, on aurait dû se rapprocher des proportions représentées par la figure 1*a*. Cette figure illustre la difficulté de cette solution, qui résulte en définitive de *l'importance excessive des charges* imposées aux grandes portées intervenant entre points fixes.

3.3.2. *Fondation portée par un caisson flottant*

La caractéristique essentielle de cette solution réside dans la compensation par sous-pression d'un

liquide, des charges dont procèdent les difficultés précitées.

Par elle-même, cette solution assure mal la stabilité et l'on doit recourir alors à 3 points fixes.

Par contre, les efforts sur ces 3 points sont réduits à volonté.

Si l'anneau repose sur un caisson complètement noyé au moyen d'appuis rapprochés mais de volume négligeable, les réactions sont indépendantes du niveau des points fixes par rapport au liquide.

La fondation est donc parfaitement isostatique, sur 3 points fixes, mais les sollicitations et déformations corrélatives peuvent être presque annulées.

L'inconvénient de cette solution est l'importance des sections du caisson et du bassin dans lequel il doit être immergé, même si ce dernier ne ménage que peu de jeu entre ses parois et celles du caisson et si l'on recourt à un pseudo-liquide, tel que le brai baryté, dont la viscosité est suffisante, compte tenu de la lenteur des déformations à prévoir.

La figure 1*b* souligne *l'excessif encombrement des ouvrages* qu'il eut fallu prévoir pour SATURNE.

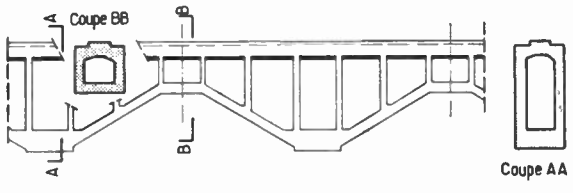


FIG. 1. — *a* — Solution isostatique sur 3 points.

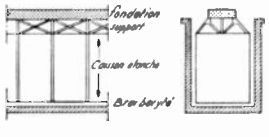


FIG. 1. — *b* — Solution sur caisson flottant.

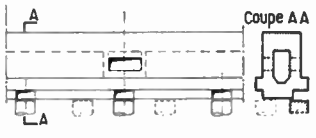


FIG. 1. — *c* — Solution sur vérins (Saclay).

3.3.3. *Fondation sur vérins*

On peut éliminer la difficulté précédente en remplaçant les sous-pressions dues à la poussée d'Archimède par la réaction de ressorts suffisamment souples ou de vérins maintenus à pression constante par un dispositif approprié.

Il semble toutefois plus commode d'utiliser des vérins interconnectés maintenus non plus à pression constante mais à volume total constant. Cette disposition règle automatiquement la sous-pression à la valeur même des surcharges.

Deux points fixes suffisent alors, car le centre de gravité des vérins est alors lui-même un point fixe.

Il suffit d'ailleurs d'interconnecter les vérins en trois groupes distincts, supportant chacun le tiers de l'anneau, pour que la stabilité soit assurée sans point fixe extérieur.

Ceux-ci sont réalisés par le mode même de répartition de la charge qui leur substitue des centres de réaction, dont la résultante est réellement fixe, mais dont l'effet se reporte uniformément sous l'ensemble du secteur dont elle assure l'équilibre.

Cette solution fut retenue à Saclay, comme répondant le mieux aux impératifs du programme et des tolérances imposées.

La sécurité s'obtient sans difficulté dans ce cas, en doublant le système des 3 groupes interconnectés par un système de 3 groupes identiques.

Les points d'appui au sol normalement constitués par des pieux, portent alors chacun un vérin de chaque système capable d'assumer individuellement toute la charge en cas de déficience de l'autre système.

La figure 1*c* met en parallèle les sections de l'anneau ainsi réalisées avec celles qu'exigeaient les deux premières solutions.

4. Solution admise à Saclay

4.1. CONDITIONS D'EXÉCUTION

La Société Générale d'Exploitations Industrielles (SOGEI) et la Société SIMECSOL chargées des études et des contrôles de l'exécution de la fondation de SATURNE ont proposé et réalisé la solution suivante:

4.2. DESCRIPTION

Principe de fondation

La fondation de SATURNE est constituée par un anneau rigide dont l'axe pseudo-circulaire correspond exactement à celui de l'aimant, et qui repose sur 24 pieux, par l'intermédiaire de vérins plats identiques. Ces derniers sont répartis en trois groupes distincts qui correspondent chacun à 8 pieux et dans lesquels tous les vérins sont normalement interconnectés, chacun d'eux exerçant ainsi, théoriquement tout au moins, la même réaction.

Le centre de gravité de chacun des pieux correspond à celui de 24 éléments d'anneaux successifs en lesquels on peut décomposer mentalement l'ensemble, et dont le poids unitaire (poids propre et surcharge) représente 1/24 du poids global transmis à l'ensemble des pieux. L'espacement des pieux est suffisamment faible, pour que les flèches soient pratiquement nulles.

Pour des raisons de sécurité, chacun des 3 groupes de vérins se décompose en 2 systèmes identiques indépendants.

Chaque pieu porte ainsi des vérins appartenant à deux systèmes distincts de telle sorte qu'en cas d'avarie de l'un des systèmes, un des vérins au moins reste en service.

A cet effet, les vérins ont été choisis de manière à pouvoir transmettre en toute sécurité la charge totale correspondant à chaque pieu. Les charges transmises par chaque couple de deux vérins sont évidemment les mêmes pour tous les pieux. Elles se répartissent entre ces deux vérins proportionnellement à la pression régnant dans chacun des deux systèmes.

Normalement on a réalisé, lors de la mise en charge, la même pression dans chacun de ceux-ci, en les interconnectant entre eux.

Chaque vérin supporte donc la moitié de la charge incombant à chacun des pieux.

intercalée une couche irrégulière de meulière, d'une épaisseur pouvant atteindre 6 mètres ; ces argiles surmontent le niveau du sable de Fontainebleau, très légèrement argileux et partiellement cimenté par endroits.

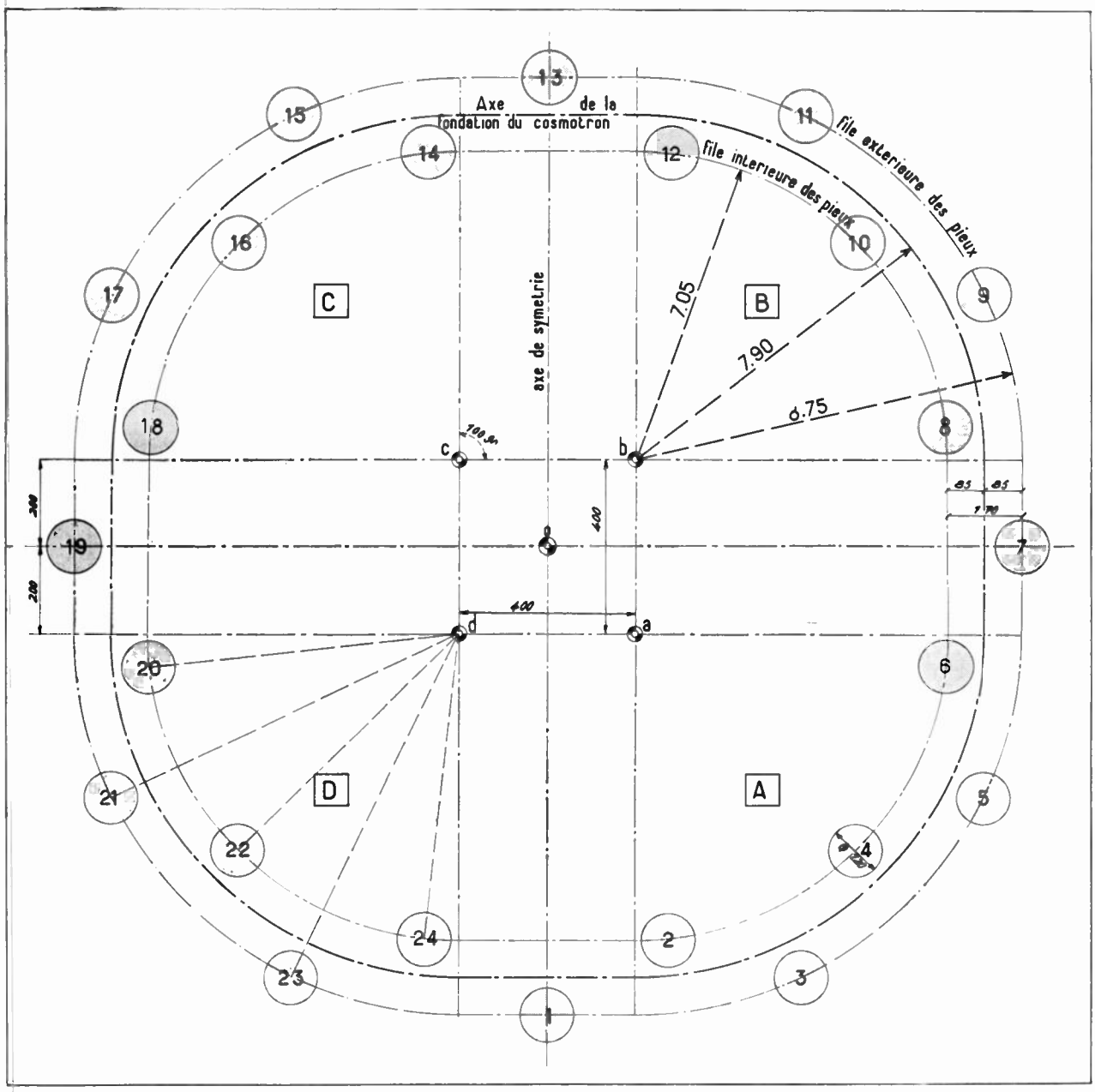


FIG. 2. — Implantation des pieux (Saclay).

En cas d'accident, les charges individuelles se trouvant doublées, on atteindrait seulement, sans la dépasser, la charge nominale.

5. Puits de fondation

5.1. Nature du terrain

Il est constitué par des couches d'argile d'une épaisseur de l'ordre de 15 mètres, dans lesquelles est

Cette coupe du terrain et les exigences de tassement ont conduit à adopter le sable de Fontainebleau peu compressible comme niveau d'assise des fondations, d'où un parti de fondation sur puits.

5.2. Caractéristiques des puits

Leur diamètre est 1,20 m. Ils sont en béton moulé dans le sol et s'encastrent dans le sable de Fontaine-

bleau sur 10 m, leur niveau de base étant alors à 24 m au-dessous du niveau du terrain naturel.

Leur tête est frettée par une chemise en acier sur une hauteur de l'ordre de 5 m pour éliminer le frottement négatif des couches argileuses surmontant la meulière ; cette chemise en acier a été enduite extérieurement de bitume, constituant ainsi un joint plastique entre le terrain et le puits.

La charge unitaire de chacun des puits est voisine de 100 tonnes ; elle est supportée par effort latéral sur les dix mètres inférieurs disposés dans le sable et par effort de pointe sur la base des puits.

Pour cette charge et compte tenu de ces dispositions, le tassement général du terrain sous la fondation est de l'ordre de quelques millimètres, le tassement résiduel après la première année étant de l'ordre de quelques dixièmes de millimètres.

Par ailleurs, selon ce qui précède, le raccourcissement du béton des pieux est de l'ordre du millimètre, susceptible d'être lentement porté à 3 millimètres par fluage.

5.3. Assujettissement de la pointe des puits dans le sable de Fontainebleau

Afin de réduire au minimum les tassements résiduels du sable de Fontainebleau, on a tenu à assujettir fortement leur pied dans le sable par des cycles de charges faisant alterner des surcharges nulles avec des surcharges doubles de celles à prévoir en cours d'exploitation, en procédant comme suit :

Après exécution des 24 pieux et de l'anneau de fondation rigide qu'ils avaient mission de porter, on a surmonté cet anneau d'une charge de sable égale et même supérieure à celle qui leur incomberait en cours d'exploitation.

Les vérins ont été divisés tout d'abord en 3 groupes correspondant chacun à 3 secteurs, de 8 pieux successifs, respectivement intéressés par le tiers de la charge totale.

Il suffisait dès lors de mettre en charge les vérins de chacun des 3 groupes interconnectés entre eux mais indépendants de ceux des autres groupes pour réaliser le support isostatique stable qui est la caractéristique essentielle de cette fondation et dans laquelle chaque pieu supporte 1/24 de la charge, soit pratiquement 100 t (charge de service normale).

Cependant, la connexion des 8 vérins de chaque groupe était conçue de manière à permettre d'isoler les vérins de 4 de ces pieux, comptés de 2 en 2 qui seront appelés « pieux impairs », de ceux intéressant les 4 autres pieux du groupe, dénommés ci-après « pieux pairs ».

Les dispositions adoptées permettaient de mettre alternativement en circuit, soit les 4 vérins impairs, soit les 4 vérins pairs, en laissant tomber la pression par simple jeu de vannes (voir fig. 3).

En procédant ainsi, on appliquait alternativement soit sur les pieux pairs, soit sur les pieux impairs, des charges deux fois supérieures aux charges de service, alternant avec des charges nulles.

Ces cycles de charges furent poursuivis durant trois mois à des cadences réglées suivant un programme défini par les spécialistes du sol, jusqu'au moment où la stabilisation de l'assise s'est trouvée réalisée.

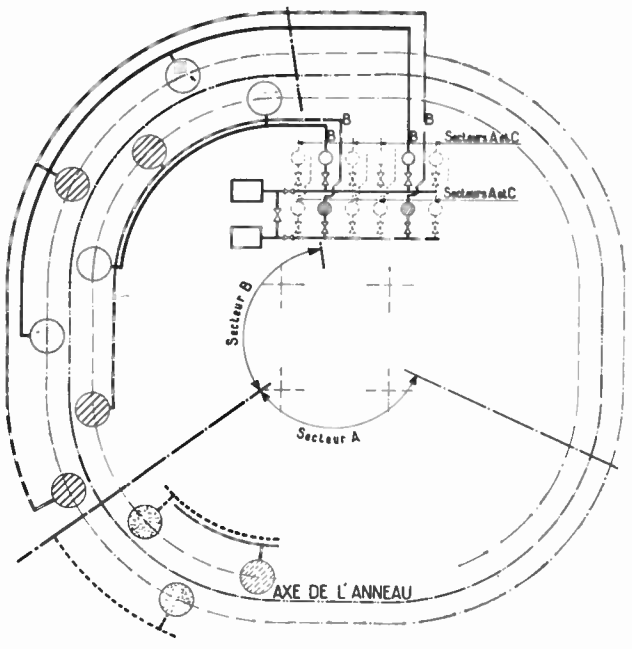


Fig. 3. — Connexions pour cycles de charge (secteur B).

5.4. Anneau de fondation

5.4.1. *Nature du béton*

Ciment Portland 250/315	300 kg
Gravier 6,3/20 mm	0,795 m³
Sable 0/6,3 mm	0,495 m³
Plastifiant	1,5 kg
Eau	145 l.

Le poids de la couronne et de sa surcharge est au total d'environ 2 400 t.

5.4.2. *Section transversale*

La section transversale de l'anneau de fondation est celle d'un caisson rigidifié par des diaphragmes, dont les dimensions extérieures sont :

— hauteur : 4,00 m

— largeur : 2,20 m

Cette section est représentée par la figure 1*c* qui permet de la comparer directement avec celles afférentes aux autres solutions qu'on eût pu concevoir et qui font l'objet des figures 1*a* et 1*b*.

La forme en caisson est favorable au point de vue :

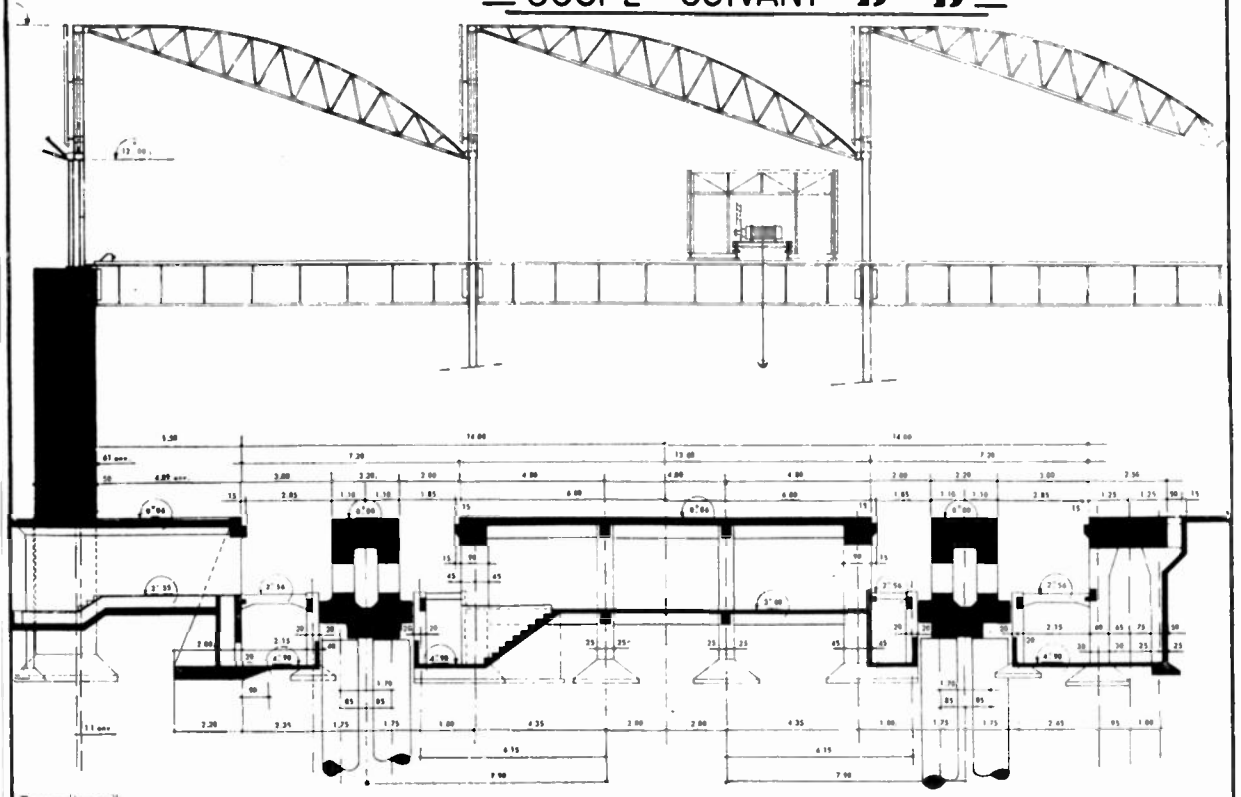
— de la résistance à la torsion ;

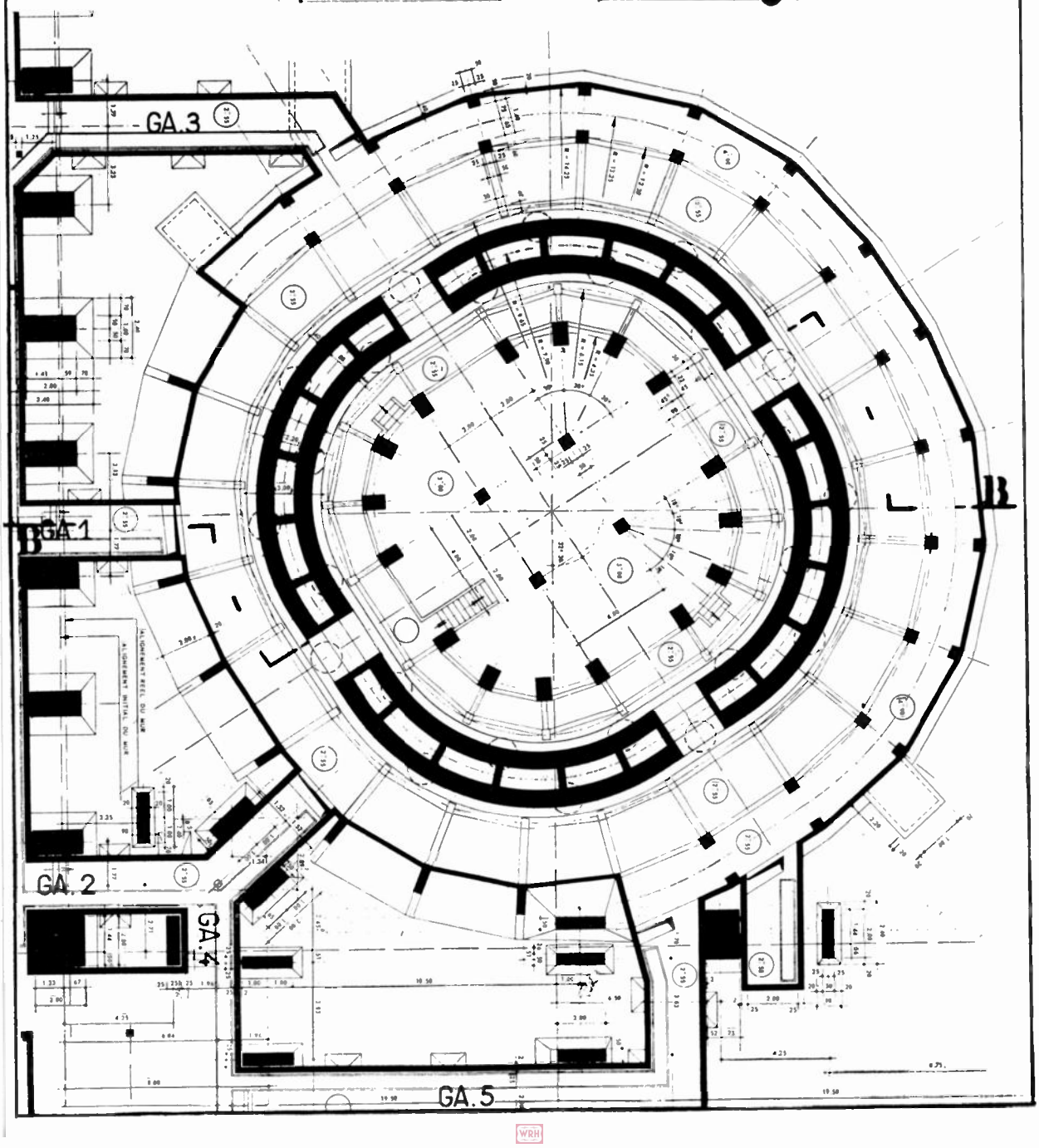
— de la rigidité assurée pour un poids donné ;

— de possibilités de dessication et retrait favorable en rapport avec l'épaisseur limitée des parois.

Fig. 4 *(ci-contre)*. — Implantation générale des fondations.

COUPE SUIVANT B - B





Le coulage a été réalisé en un seul temps, en évitant les déliaisons ; il a pu être terminé en deux jours.

5.4.3. *Armature*

Elle est constituée par des tubes en acier de 35 mm de diamètre, disposés en épingles à cheveux pour éviter de constituer des circuits métalliques fermés susceptibles de perturber le champ magnétique variable de l'aimant. Cette armature en tube a pour objet de se prêter au conditionnement thermique de l'anneau par circulation d'eau.

5.4.4. *Surcharge préalable*

Conformement à l'exposé général qui précède, on a constitué au-dessus de l'anneau dès l'achèvement du coulage, une surcharge de sable qui fut maintenue pendant plusieurs mois, jusqu'à la date imposée pour le commencement du montage.

On a pu éliminer ainsi avant ce montage, la plus grande partie des déformations de fluage et ramener nettement au-dessous des limites de tolérance imposées, les déformations résiduelles susceptibles d'intervenir après le réglage de l'aimant.

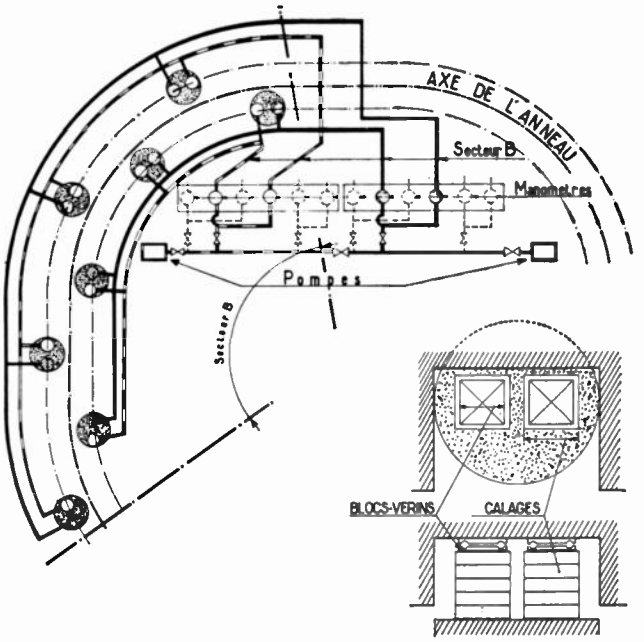


FIG. 5. — *a* — Connexions des vérins (service normal).
FIG. 5. — *b* — Blocs-vérins et calages.

5.5. SYSTÈME D'APPUI ISOSTATIQUE

5.5.1. *Description*

Comme indiqué plus haut, ce dispositif a été constitué par 3 groupes de supports distincts comportant chacun deux systèmes indépendants de 8 pieux normalement interconnectés et supportant, à eux deux, la charge d'un secteur égal au tiers de l'anneau.

Les vérins adoptés sont des vérins clos du type Freyssinet ayant une charge nominale de 100 t et supportent normalement en service 50 t seulement, mais peuvent faire face à toute anomalie.

Chaque vérin se trouvait enrobé avant gonflement dans un bloc-vérin de 0,35 × 0,35 en béton, dont les faces supérieures et inférieures étaient frettées.

Les deux faces supérieures et inférieures devaient se séparer par fissuration dans le plan axial horizontal du vérin, lors du gonflement de celui-ci, pour permettre de reporter sur lui toute la charge.

Le bloc-vérin reposait lui-même sur un empilage de cales rectangulaires en béton armé destiné à rattraper le jeu constitué par les chambres à vérins que nécessitait la mise en œuvre de vérins de chantier classiques, précédemment utilisés pour les cycles de charges.

La figure 5*b* représente ces dispositions.

5.5.2. *Interconnexion des vérins*

Le dispositif d'interconnexion a été conçu de manière à permettre de sectionner l'ensemble du système en plusieurs éléments par des vannes comme l'indique la figure 5*a*, qui représente le système de connexion réalisé. Chaque tronçon était muni d'un manomètre permettant de suivre l'évolution des pressions par tronçon, tout en veillant à rétablir toujours l'égalité des pressions indispensable à l'invariabilité absolue des sollicitations de l'anneau.

On s'est limité à des ouvertures de vérins de l'ordre des millimètres et l'on a prescrit ensuite au personnel, chargé du contrôle de l'installation, de relever périodiquement par comparateur la distance comprise entre deux points nettement définis, respectivement matérialisés en principe sur la tête de chaque pieu d'une part, et sous la face de l'anneau d'autre part.

Cette précaution représente le seul moyen :

— de contrôler avec certitude l'évolution des mouvements relatifs des pieux par rapport au seul plan indéformable dont on dispose pour cela, c'est-à-dire par rapport à l'anneau lui-même dont le fluage était pratiquement terminé et dont les sollicitations étaient invariables ;

— de se garantir contre tout risque de fermeture de certains vérins.

5.5.3. *Blocage éventuel des vérins*

La mise en place autour de l'aimant de SATURNE d'un écran de protection démontable de plus en plus lourd, impose au terrain des charges considérables.

Ces charges risquent de réagir, par l'intermédiaire du terrain, sur la tête des pieux, et c'est pourquoi l'on décide de maintenir les vérins en service bien que l'évolution du système de fondation, en service depuis 1956, puisse sembler terminée.

Si l'expérience montre que les déplacements des têtes de pieux sont négligeables même pour les charges du terrain les plus fortes, il sera possible de bloquer les vérins en remplaçant leur huile de remplissage par une résine spéciale polymérisable.

APPAREILS DE PHYSIQUE

L'expérimentation auprès de Saturne

PAR

A. BERTHELOT

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

SATURNE construit, il reste aux physiciens à l'utiliser. Car l'objectif final n'est pas de construire un accélérateur, si perfectionné soit-il, il est d'en faire un outil de recherches. Et pour cela, un équipement auxiliaire important est nécessaire. A Saclay, la réalisation en commença bien avant que SATURNE fut achevé afin que sa mise en exploitation soit assurée sans aucun retard.

Avant que chacun des spécialistes ne donne des précisions sur les appareils à la réalisation desquels il a collaboré, il n'est pas inutile d'indiquer rapidement comment les physiciens travaillent avec un appareil du genre de SATURNE.

Rappelons tout d'abord quelle est la raison physique qui a conduit à envisager des accélérateurs d'énergie de plus en plus grande. C'est essentiellement la recherche de la création de particules nouvelles et l'étude de leurs propriétés.

Depuis une quinzaine d'années, on a appris à créer au laboratoire toute une série de particules dont la vie est généralement très brève (quelques 10^{-6} s pour celles qui vivent le plus longtemps) et dont l'étude est d'importance considérable pour la connaissance des lois qui régissent la structure intime des noyaux atomiques. C'est à la production de ces particules que les appareils tels que Saturne doivent leur intérêt.

Rappelons que les premières de ces particules sont les mésons π qui peuvent être créés dès que l'énergie des protons tombant sur une cible dépasse 200 MeV. Ici, comme les protons de SATURNE dépassent largement cette énergie, les mésons π créés pourront acquérir une énergie cinétique importante. Bien que, théoriquement, il soit possible d'aller à des énergies nettement plus élevées, nous nous sommes, pour le moment, intéressés seulement aux mésons π d'énergie inférieure à 1 GeV ou dépassant peu cette valeur. En effet, le rendement de production baisse avec l'énergie et l'on doit faire, à haute énergie, un choix entre l'énergie et l'intensité.

Les mésons π sont obtenus par l'impact du faisceau de SATURNE sur une cible placée dans la chambre d'accélération. De l'action des protons incidents sur la cible résulte la production de mésons π, soit positifs, soit négatifs, soit neutres. Ces derniers ne nous intéressent pas sous cette forme, étant de vie moyenne trop courte (10^{-16} s environ) pour pouvoir être étudiés hors de la cible. Les mésons π^+ ou π^- par contre (vie moyenne 2.10^{-8} s) peuvent parcourir plusieurs dizaines de mètres quand ils sont produits à haute énergie, avant de se désintégrer. Ils s'échappent donc de la cible, traversent les parois de la chambre d'accélération. Il convient alors de les recueillir, de les sélectionner en énergie, d'en faire de réels faisceaux secondaires de mésons π d'énergie bien définie, que l'on dirige ensuite sur les appareils d'exploitation.

Ceci se fait en construisant de véritables canaux magnétiques à l'aide d'électroaimants à faces polaires parallèles et de systèmes de lentilles magnétiques quadrupolaires. M. B. TSAI, qui a conçu ces aimants dont la réalisation a été effectuée par la Société Jeumont, les décrit plus loin.

SATURNE est, de la sorte, doté d'un certain nombre de faisceaux extérieurs de mésons π de l'un ou de l'autre signe et d'énergies variées. La figure 3 (page 607) donne, à la date du 1er avril 1959, le schéma des faisceaux existants. Il s'agit évidemment là d'installations constamment remaniées selon les besoins expérimentaux.

Doté d'un faisceau de mésons π, qu'en va faire le physicien ? Essentiellement, deux domaines lui sont ouverts, selon que ces mésons π ont plus ou moins de 900 MeV d'énergie cinétique. Au-dessous de cette énergie, le problème dominant est celui de l'interaction des mésons π et des protons, fondamental pour la compréhension des forces nucléaires et qui comporte encore beaucoup de points obscurs. Il y a lieu, notamment, de connaître avec précision comment varie, en fonction de l'énergie, la section efficace de cette interaction. Ceci concerne d'ailleurs aussi bien la section efficace de diffusion élastique — c'est-à-dire le choc pur et simple avec conservation de l'énergie cinétique totale — pour laquelle il est utile de connaître la probabilité de diffusion dans les différentes directions, que la section efficace de diffusion inélastique — c'est-à-dire avec

consommation d'une partie de l'énergie cinétique pour la création de nouveaux mésons π dans le choc π-proton.

Pour étudier l'interaction π-proton, il faut envoyer le faisceau de mésons π sur une cible de protons et étudier les résultats de cet impact. Une cible de protons, c'est de l'hydrogène puisque l'hydrogène est le seul atome à n'avoir aucun neutron dans son noyau. Et pour avoir un nombre élevé de protons par unité de volume de la cible, il faut utiliser l'hydrogène soit gazeux à haute pression, soit de préférence liquide. C'est la raison pour laquelle les laboratoires de physique à haute énergie ont toujours, parmi leurs installations annexes, une installation de liquéfaction d'hydrogène. Celle de Saclay utilise les liquéfacteurs mis au point à Grenoble par le Professeur L. WEIL et réalisés par la Société T.B.T.

Deux méthodes expérimentales différentes peuvent être utilisées. Celle de la cible à hydrogène liquide proprement dite, conjuguée avec les méthodes de détection électronique des particules, consiste à faire traverser au faisceau un récipient rempli d'hydrogène liquide (voir l'article de P. PRUGNE) et à détecter à l'aide de compteurs (à scintillations ou autres) ce qui sort de la cible chaque fois qu'une particule y pénètre (voir l'article de BRISSON, DETŒUF, FALK-VAIRANT, THEVENET, VALLADAS et VAN ROSSUM).

La seconde méthode est celle de la chambre à bulles à hydrogène liquide qui, dans son principe, n'est qu'un cas particulier de la méthode générale des chambres à bulles. Rappelons rapidement en quoi elle consiste. Si un liquide, en état d'équilibre thermique sous une pression supérieure à sa pression de vapeur, est brusquement détendu, il se met à bouillir. Mais on a pu montrer que cette ébullition s'amorce essentiellement sur les irrégularités des parois du récipient et qu'avant de se généraliser, la masse du liquide peut rester en équilibre métastable pendant plusieurs millisecondes. Si, pendant ce temps, une particule chargée traverse le liquide, une ébullition s'amorce sur sa trajectoire et si l'on prend une photographie une ou deux millisecondes après le passage, la trajectoire y apparaît matérialisée par un chapelet de fines bulles. On peut ainsi avoir une image de ces trajectoires et des interactions qu'elles provoquent.

Deux types de chambres ont été développés pour être utilisés avec SATURNE: à hydrogène liquide et à liquide organique. Elles font l'objet des articles de MM. MEYER, PRUGNE, LAGARRIGUE et ROGOZINSKI.

Chacune de ces chambres a ses avantages et ses inconvénients. Selon l'expérience envisagée, l'une conviendra mieux que l'autre. Pour les expériences d'interaction π-proton dont il était question plus haut, la chambre à hydrogène est évidemment tout indiquée. Elle permet une interprétation plus directe des phénomènes observés mais c'est au prix d'une complication technique importante. La chambre à propane, qui contient d'ailleurs un nombre d'atomes d'hydrogène par centimètre cube légèrement plus grand que celle à hydrogène liquide, contient en plus des atomes de carbone et, dans bien des cas, il n'est pas facile de distinguer une interaction sur le carbone d'une interaction sur l'hydrogène. Mais si l'on veut étudier par exemple les interactions des mésons π sur des noyaux complexes, les chambres à propane s'imposent. En outre, il est possible, comme l'a fait le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique, de mêler au propane une certaine quantité d'iodure de méthyle, ce qui a pour avantage d'augmenter très fortement l'efficacité de détection des rayons gamma qui peuvent être le sous-produit de certaines interactions.

J'ai dit plus haut qu'au-delà de 900 MeV les études sur les mésons π étaient différentes. En effet, à partir de cette énergie, ils peuvent, dans leurs interactions, donner naissance à des particules d'un type nouveau qu'on appelle souvent « particules étranges » (de découverte assez récente) dont les propriétés ont encore grand besoin d'être étudiées. Une expérience est actuellement en cours à Saclay pour étudier la production des particules étranges par les mésons π^+ de 1 BeV dans la chambre à bulles à propane.

Enfin la chambre de Wilson, d'un emploi traditionnel en physique nucléaire de basse énergie, s'est adaptée à l'emploi auprès des accélérateurs de haute énergie. Sans que le principe en ait été modifié, les dimensions en sont devenues beaucoup plus grandes. Le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique, qui construit actuellement une telle chambre, projette d'entreprendre auprès de SATURNE une expérience. Ce programme fait l'objet de l'article de M. ASTIER.

Electro-aimants pour l'utilisation de Saturne

PAR

B. TSAI et H. DESPORTES

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Parmi toutes les particules éjectées à chaque cycle par le synchrotron, soit directement, soit à partir de cibles intérieures, il est nécessaire d'isoler des faisceaux homogènes de particules de nature et d'énergie bien déterminées, de les diriger et de les concentrer sur les dispositifs expérimentaux particuliers. Ces diverses opérations constituent « la préparation des faisceaux » et sont effectuées par des champs magnétiques de formes appropriées, à l'aide d'électro-aimants et de quadrupôles.

Cet article a pour objet de décrire ces appareils et leur mise en œuvre.

Auparavant, nous nous contentons de signaler l'existence, dans l'équipement expérimental du synchrotron, d'une autre classe très importante d'appareils producteurs de champ magnétique. Ce sont les grandes bobines associées aux chambres à bulles et qui servent à courber les trajectoires que ces dernières ont pour effet de matérialiser. Ces bobines sont caractérisées par l'étendue, la grandeur du champ qu'elles doivent créer et par l'absence de noyaux de fer ; elles mettent en jeu des puissances considérables (jusqu'à 4 500 kW à Saclay).

2. Quadrupoles

2.1. Caractéristiques de construction

Ce sont de véritables lentilles corpusculaires qui utilisent les propriétés focalisantes d'un champ magnétique, présentant, en valeur absolue, une symétrie de révolution et un gradient radial constant. Une telle configuration de champ serait parfaitement réalisée par un électro-aimant quadrupolaire si les profils polaires étaient des hyperboles équilatères prolongées à l'infini et si la perméabilité du fer était infinie (Fig. 1).

En pratique, du fait de l'étendue limitée des pièces polaires, de la variation de perméabilité le long de leur surface, elle-même variable avec le champ, de l'influence des bobines d'excitation et de la présence des champs de fuite aux extrémités, on se contente d'adopter un profil circulaire dont le rayon soit déterminé au mieux pour approcher (en moyenne) les conditions idéales. Nous avons trouvé que le rayon devait être égal à 1,16 fois le rayon du cercle osculateur de l'hyperbole.

Revenons au fonctionnement d'une telle lentille. Il est aisé de constater, d'après la direction des lignes de champ (fig.1), qu'elle agit de façons inverses suivant que les particules se déplacent dans le plan vertical ou dans le plan horizontal. Si dans un plan elle les focalise, dans l'autre elle les défocalise.

Pour compenser cet effet, il est indispensable d'associer en série plusieurs lentilles et d'ajuster, en grandeur et en signe, leurs convergences successives.

L'étude détaillée du système de deux lentilles montre qu'il n'offre pas une grande souplesse de mise au point, et surtout qu'il se comporte de façon dissymétrique dans les deux plans horizontal et vertical, particulièrement au regard des grandissements et des angles solides d'ouverture.

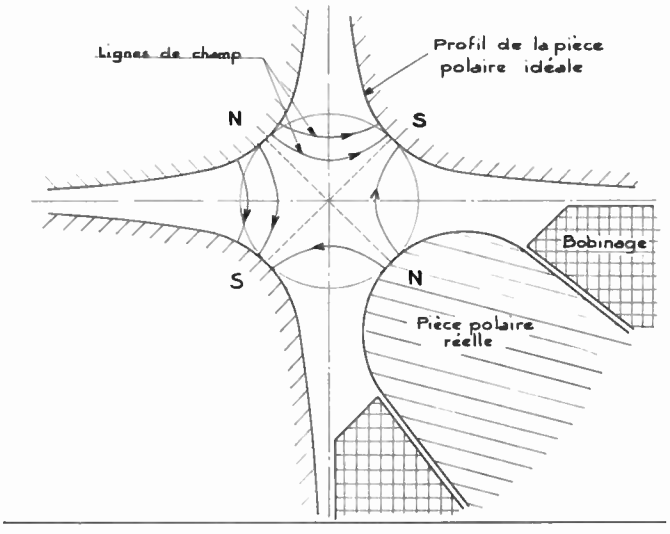


Fig. 1

Par contre, l'assemblage de trois lentilles se révèle avantageux si l'on désire un système d'usage général comme c'est le cas des quadrupôles envisagés ici et destinés à servir pour n'importe quelle expérience susceptible d'être effectuée avec le synchrotron. Un tel système remplit de façon satisfaisante les conditions de symétrie, d'astigmatisme et d'ouverture ; il permet d'obtenir simultanément dans les plans vertical et horizontal, et dans une très large zone de réglage, les couples de valeurs « distance objet — distance image » désirés.

C'est donc cette disposition qui a été adoptée pour les six jeux de quadrupôles actuellement en service. Chaque jeu comporte trois quadrupôles, de longueurs respectives 30, 60, 30 cm alignés sur un même banc, avec écartement réglable, ce banc reposant lui-même sur un support qui permet d'ajuster la position de l'axe avec une grande précision. Le diamètre du canal intérieur est de 15 cm et le gradient de champ maximum de 1 200 Gs/cm. Chacun de ces ensembles pèse 7,5 tonnes et consomme une puissance de 100 kW ; il permet de focaliser des particules d'impulsion supérieure à 1 BeV/c sur des distances de quelques mètres.

2.2. Mise en œuvre expérimentale

On dispose, comme paramètres de réglage, de l'écartement entre lentilles et du courant d'excitation, donc du gradient de champ de chaque lentille. (Pour simplifier, on prend les mêmes écartements entre lentilles et des courants égaux dans les deux quadrupôles extrêmes).

La détermination de ces paramètres pour une expérience donnée s'effectue en deux étapes :

1) Une prédétermination de leur valeur, soit par un calcul complet, suivant un traitement identique à celui de l'optique géométrique, soit par l'utilisation de courbes préétablies sur les mêmes bases, soit par l'emploi d'une machine analogique reproduisant les trajectoires complètes par intégration des équations de propagation $d^2y/dx^2 = Ky$ à l'intérieur du quadrupôle, $dy/dx = \alpha$ à l'extérieur.

2) Une mise au point directe effectuée par la méthode « du fil chaud », méthode consistant à simuler la trajectoire des particules au moyen d'un fil tendu, parcouru par un courant, et qui subit, sous l'action du champ, des déformations rigoureusement identiques à celles des trajectoires réelles.

3. Electro-aimants

3.1. Caractéristiques de construction

Ils ont pour fonction principale de dévier les faisceaux de particules, en vue, soit de les diriger, soit de les analyser, ceci afin d'isoler les faisceaux d'impulsion bien déterminée.

De plus, ils présentent des propriétés focalisantes dont il faut tenir compte et sur lesquelles il est intéressant de pouvoir jouer.

Ici encore, il était nécessaire de prévoir des appareils d'usage très général, ce qui exclut toute autre solution que celle d'électro-aimants à champ uniforme et à profils rectilignes. D'autre part, les actions focalisantes signalées plus haut sont liées étroitement aux angles des faces d'entrée et de sortie du domaine où se trouve localisé le champ avec les directions des faisceaux d'entrée et de sortie ; il est donc très important que ces faces soient orientables. Ces deux conditions sont remplies par les cinq électro-aimants actuellement en service ; ceux-ci sont munis à cet effet de pièces polaires planes et parallèles, de forme rectangulaire, et terminées à leurs extrémités par des demi-cylindres orientables, délimitant ainsi un entrefer en forme de prisme à angle variable. (voir figure 2).

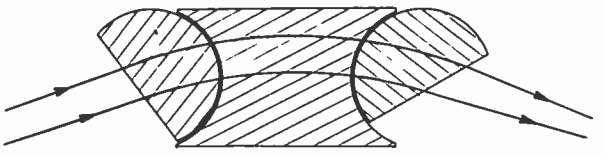


Fig. 2

Nous avons réuni dans le tableau ci-dessous les principales caractéristiques des deux types d'électro-aimants existants qui ne diffèrent que par leurs dimensions et la forme de leurs circuits magnétiques : trois électro-aimants en forme de C à culasse dissymétrique, laissant accessible tout un côté de l'entrefer, deux électro-aimants en forme de H à culasse symétrique fermée.

Tous ces appareils reposent sur des supports munis des dispositifs nécessaires à l'ajustement précis de leur position et de leur orientation.

	Electro en C	Electro en H
Dimensions de l'entrefer	88 × 45 cm	145 × 65 cm
Hauteur de l'entrefer réglable	15 – 10 cm	20 – 15 – 10 cm
Champ magnétique	15 000 gauss	15 000 gauss
Poids	20 tonnes	36 tonnes
Puissance consommée	100 kW	130 kW
Angle de déviation pour des protons de 2 BeV/c	9°	15°

3.2. Mise en œuvre expérimentale

Les paramètres de réglage sont ici la valeur du champ et les angles de rotation des extrémités des pièces polaires. On fixe d'abord le champ d'après l'angle de déviation du faisceau ou la résolution en impulsion que l'on désire. Les angles d'entrée et de sortie permettent ensuite, compte tenu de cette valeur de champ, d'ajuster la focalisation de l'aimant.

Pour la détermination pratique de ces paramètres, on dispose des mêmes méthodes que dans le cas du quadrupôle : méthode directe du « fil », utilisée presque exclusivement dans ce cas ; prédétermination par le calcul, ou par machine analogique, ou encore au moyen du « tricycle ». Ce dernier appareil est un compas à ouverture variable télécommandé, que l'on fait déplacer sur une carte où figurent les lignes de niveau du champ et qui trace les trajectoires, si l'on ajuste en chaque point l'ouverture en fonction du champ affiché. Le tricycle est particulièrement utile pour étudier le comportement des faisceaux à la sortie du synchrotron, au passage du champ de fuite de ce dernier. En effet, avec un champ pulsé, la méthode du « fil » n'est plus applicable.

4. Conclusion

Les premières expériences effectuées avec SATURNE ont permis de se familiariser avec l'emploi de ces appareils. L'expérience acquise permettra d'améliorer les méthodes d'utilisation et de mieux connaître à la fois les performances que l'on peut attendre de l'équipement existant et les exigences auxquelles devront satisfaire les appareils futurs. Déjà, trois nouveaux électro-aimants sont en cours de construction: un jeu de gros quadrupôles de 30 cm d'ouverture, un électro-aimant de 2 m de long pour l'aiguillage du faisceau de protons sorti, un électro-aimant à pôles circulaires pour l'analyse plus fine des faisceaux.

Le faisceau I, destiné à une expérience de chambre à bulles à propane placée au point 20 (20 m = distance entre la cible et le point considéré), a été calculé pour obtenir en ce point un faisceau de π^+ de 1 BeV séparés des protons diffusés. Dans ce but, C_1 et Q_1 forment, pour les particules de 1,21 BeV, une image horizontale au point 10 et une image verticale au point 20. Au point 10 se trouve un absorbeur de polyéthylène dans lequel les protons perdent 239 MeV alors que les mésons π^+ ne perdent que 210 MeV.

Cette différence de perte d'énergie permet, en réanalysant le faisceau par l'aimant en H, de former

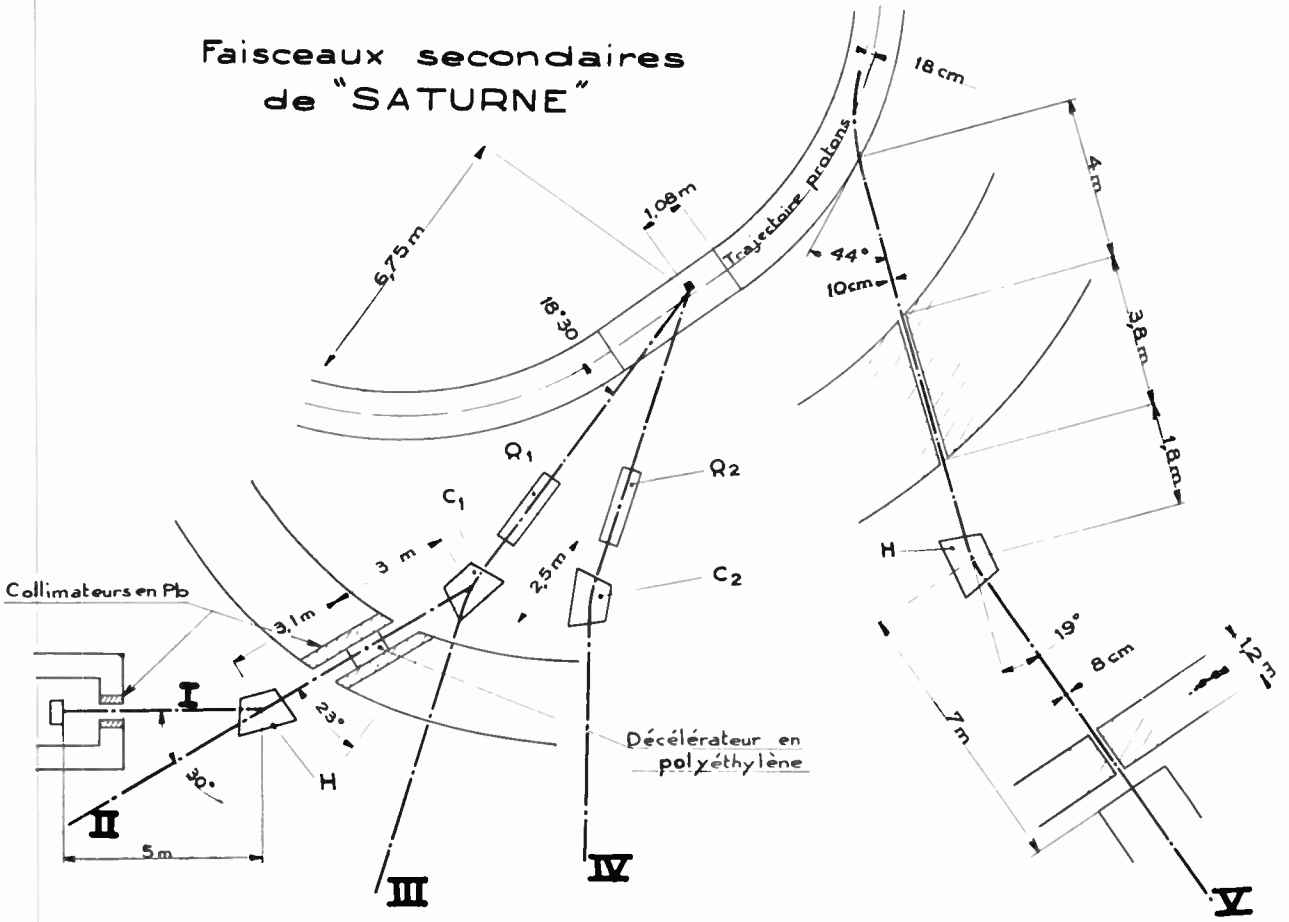


FIG. 3.

A titre d'application, nous présentons à la suite de cet article les résultats obtenus avec les premiers faisceaux expérimentaux de SATURNE.

5. Faiceaux secondaires de Saturne

La figure 3 représente la disposition géométrique des faisceaux secondaires actuels. Les faisceaux I II, III, IV sont obtenus à partir d'une même cible placée dans la section droite et le faisceau V à partir d'une cible placée dans un quadrant. Suivant la polarité des aimants, on obtient dans chaque canal soit des particules positives (π^+ et protons), soit des particules négatives (π^-).

au point 20 deux images distinctes séparées de 20 cm, perpendiculairement à l'axe du faisceau, l'une pour les π^+ et l'autre pour les P^+.

Le faisceau II est un faisceau de π^- de 1 BeV, obtenu en changeant les polarités de Q_1 et C_1 en coupant le courant dans H et en changeant les propriétés focalisatrices de Q_1. Ce faisceau sert à une expérience de chambre à bulles à hydrogène liquide. Les faisceaux III et IV sont des faisceaux de π^+ et π^- d'image variable entre 200 MeV et 1,4 BeV.

Le faisceau V est un faisceau de π^- d'énergie 380 MeV, d'impulsion 1,12 BeV/c, présentant une résolution en énergie de 1 %. Le champ dans l'électro-aimant est de 8 300 gauss pour une déviation de 19°.

Les alimentations en courant continu et en eau de réfrigération des aimants d'expérimentation et des bobines des grands appareils de physique

PAR

P. STICKEL, R. GOUIRAN

Département du Synchrotron Saturne
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Généralités

La nécessité d'utiliser pour les expériences de physique dans le Hall expérimental de SATURNE des aimants d'analyse, de déviation ou de focalisation, ainsi que de grandes bobines magnétiques pour les chambres photographiques, pose d'assez importants problèmes. En effet, d'une part les fortes intensités à transporter et les puissances dissipées exigent des câbles ou des barres de fortes sections ainsi que des tuyaux d'eau de réfrigération pour évacuer les calories, mais d'autre part l'implantation changeante des appareils demande une grande mobilité et des liaisons souples.

Pour alimenter aimants et bobines en courant continu, on a construit auprès de SATURNE une « Centrale » de conversion de courant alternatif en courant continu. La puissance totale disponible est de 6 600 kW répartie comme le montre le tableau I.

TABLEAU I

Puissance unitaire des convertisseurs kW	Tension nominale Volts	Intensité nominale Ampères	Nombre de convertisseurs	Nature du convertisseur	Destination
100	250	400	6	tournant	aimants
150	300	500	6	»	»
300	300	1 000	2	»	aimants et bobines
2 250	600	3 750	2	ignitrons	bobines

Cette puissance qui est dissipée dans les conducteurs en cuivre ou en aluminium des aimants et des bobines doit bien entendu être évacuée. A cet effet ces conducteurs sont creux et parcourus par de l'eau. En acceptant un échauffement de l'eau de 50° entre l'entrée et la sortie des conducteurs, on aboutit à un débit de 110 m³ d'eau à l'heure.

Une telle quantité d'eau ne peut être fournie en eau perdue, en raison des disponibilités réduites en eau de ville ; cette eau est d'ailleurs trop calcaire pour être envoyée dans les conducteurs. On a donc construit un dispositif de réfrigération en circuit fermé avec échangeurs de chaleur.

L'ensemble de ces installations occupe environ 800 m² de hall industriel et le sous-sol correspondant (voir II). tableau II ne pouvait donc être question de les placer à proximité des aimants et bobines consommateurs, d'autant moins que ces aimants et bobines sont mobiles et installés en divers points de la zone expérimentale et des halls d'essais suivant les nécessités de l'exploitation. On a donc installé un dispositif de distribution du courant et de l'eau extrêmement souple et mobile.

TABLEAU II

Installation	surface
Sous-Station	200 m²
Convertisseurs tournants	400 m²
Convertisseurs à ignitrons	170 m²
Installation de réfrigération (à l'exclusion de la tour)	200 m²
Salle de commande et contrôle	90 m²
Dispositif d'aiguillage vers les utilisations	70 m²

En six endroits du hall expérimental de SATURNE et dans les deux halls d'essais sont disposés des coffrets de raccordements pour venir brancher les câbles souples ou les barres mobiles reliés aux appareils. En parallèle se trouvent des nourrices de distribution d'eau munies de raccords rapides, type pompier où l'on peut venir brancher les tuyaux d'eau de réfrigération. Ces six emplacements sont convenablement choisis pour pouvoir couvrir toute la surface utile du hall sans avoir des longueurs excessives de câbles ou de tuyaux. Au départ des génératrices, un « tableau d'aiguillage » permet de diriger un groupe sur un endroit quelconque du hall sans être ainsi obligé d'y rentrer. Le nombre de combinaisons possibles est cependant limité par des impératifs de sécurité et de complexité.

2. Groupes convertisseurs tournants

Pour avoir le plus de souplesse possible, on a essayé de donner aux aimants des caractéristiques les faisant rentrer dans trois types principaux :

A — 400 ampères avec 100 ou 150 kW,

B — 500 ampères avec 150 kW,

C — 1000 ampères avec 300 kW, avec en plus, une possibilité de marche en parallèle permettant 2 000 ampères, 600 kW.

Ainsi, il a été possible de n'avoir que trois modèles différents de groupes tournants, de 100, 150 et 300 kW (voir tableau I) et la puissance totale pour les quatorze machines est de 2 100 kW.

Toutes sont installées dans un Hall d'un bâtiment annexe à proximité de Saturne et le courant continu est amené vers Saturne par des jeux de barres en galerie souterraine.

Le moteur d'entraînement est dans tous les cas un moteur synchrone à excitatrice en bout d'arbre, avec démarrage en asynchrone par auto-transformateur. Ceci permet, grâce à la vitesse constante, d'avoir une parfaite maîtrise des courants continus. Ils sont alimentés en 380 V obtenus directement d'une sous-station spéciale de 15 000 V.

Chaque moteur est accouplé à une génératrice ayant son excitatrice (du type servodyne) en bout d'arbre.

La commande, entièrement automatique par boutons-poussoirs, se fait à partir d'une « Salle de commande » située dans le bâtiment annexe où sont ramenées toutes les indications et toutes les manœuvres. De cette salle, le personnel peut par ailleurs commander et contrôler les groupes redresseurs, la réfrigération et la sous-station.

Pour le cas particulier des groupes tournants, le contrôle du courant s'obtient par action sur l'excitation de la génératrice, et sa coupure par ouverture du circuit d'excitation, le moteur gardant son régime synchrone. Ainsi aucun organe de coupure ne se trouve dans le circuit « force » afin d'éviter toute surtension sur les aimants.

On peut donc régler et mesurer à distance le courant dans n'importe quel appareil de physique. En outre, des pupitres mobiles de télécommande peuvent être disposés dans la salle de mesures de physique de Saturne ainsi qu'en n'importe quel point du Hall expérimental pour pouvoir ainsi commander et mesurer à distance.

Les expériences de physique exigeant de maintenir et de connaître tous les courants avec la précision du millième, il a fallu installer une régulation automatique et un système de mesure à distance et d'enregistrement de grande précision, réalisé par des méthodes d'opposition.

En plus, suivant les demandes des expérimentateurs, une clé de commutation permet à tout instant de changer à volonté la polarité donc le sens du champ magnétique dans les aimants d'une façon automatique depuis la salle de commande.

Le principe de la régulation est le suivant (fig. 1) :

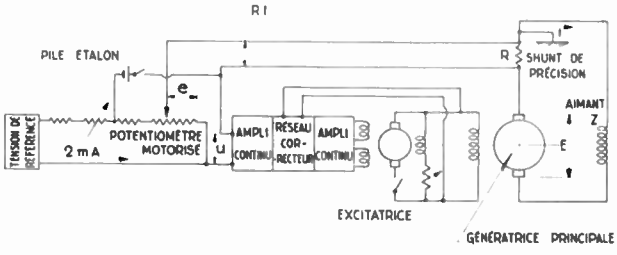


Fig. 1. — Principe de la régulation du courant.

Le courant dans un aimant est mesuré par une tension aux bornes d'un shunt de précision (à 10^{-4}) que l'on compare à une tension étalon de référence. La différence, ou l'erreur, est amplifiée et déphasée par une chaîne composée de deux amplificateurs à courant continu et d'un réseau correcteur pour aller exciter l'excitatrice de la génératrice principale.

Le système est étudié pour être indifférent aux perturbations indépendantes du courant et pour être parfaitement stable quel que soit le type d'aimant utilisé. De légères modifications des circuits correcteurs permettent de s'adapter aux différentes constantes de temps des utilisations. La tension de référence est obtenue par une source régulée débitant un courant stable de 2 mA aux bornes d'un potentiomètre motorisé de 250 ohms. En agissant sur le moteur du curseur par des boutons poussoirs « augmente » et « diminue », on obtient ainsi une tension réglable d'une façon continue et lente de 0 à 500 millivolts, donc un courant principal réglable de 0 au maximum.

Le courant de référence est obtenue par comparaison avec une pile étalon maintenue dans une enceinte thermostatée. Un système permet en plus de ramener le courant à 0 sans déplacer le curseur du potentiomètre ce qui permet de retrouver le même courant, même après un arrêt.

Toute la chaîne est équivalente à un gain g tel que la tension aux bornes de la génératrice E soit égale à $g \times u$, u étant la tension d'erreur à l'entrée de la chaîne. En appelant Z la résistance d'utilisation, R celle du shunt (négligeable devant Z) nous avons :

$$E = g \times u = ZI$$
$$u = RI - e$$

e étant la tension de référence réglable, prise au potentiomètre motorisé, d'où :

$$I = \frac{e}{R - Z/g}$$

Donc, si l'on veut avoir I constant, égal à $\frac{e}{R}$ et indépendant des variations de Z, il faut que Z/g soit négligeable devant R.

L'erreur imposée devant être $\varepsilon \leqslant 10^{-3}$, on voit de suite que le gain en tension devra valoir $g \geqslant \frac{E}{e} \times 10^3$ c'est-à-dire que si $E = 300$ V et $e = 500$ mV, g sera supérieur à 6×10^5. Ceci a pu être réalisé grâce à un amplificateur d'entrée à courant continu qui est stable, sensible, bien filtré et qui à lui seul assure un gain de 3×10^3.

La fréquence de coupure est de l'ordre de 4 Hz.

Enfin un certain nombre de sécurités et de verrouillages doit assurer une marche sans incident. Les plus indispensables sont celles destinées à protéger les aimants et elles font déclencher lorsqu'il n'y a pas assez de pression d'eau de réfrigération ou lorsque la température de l'aimant ou d'une de ses parties devient excessive. Par ailleurs, toutes les sécurités habituelles des installations électriques sont installées avec déclenchement ou alarme, klaxon, signalisation lumineuse du défaut.

Ainsi, le personnel de quart, dans la salle de Commande a d'une façon continue sous les yeux la marche des quatorze groupes, des deux redresseurs, de la réfrigération, de la résistivité de l'eau, de la sous-station, dont il est responsable et qu'il peut à volonté mettre en route, arrêter, régler, contrôler par les moyens les plus automatiques possibles tout en restant aussi simples que possible.

Des liaisons permanentes avec les expérimentateurs réalisées par deux téléphones et un réseau d'intercommunication, permettent au personnel de suivre de près les besoins en courant continu nécessités par les expériences de physique.

3. Groupes redresseurs

Pour l'alimentation des bobines de grande puissance, deux groupes redresseurs du type ignitron ont été installés. Chacun peut donner 2,25 MW soit 3 750 Ampères sous 600 Volts, ou 12 000 Ampères en régime pulsé. En plus, les deux groupes peuvent être mis en parallèle pour donner 4,5 MW soit 7 500 Ampères. L'avantage des groupes redresseurs est de pouvoir marcher en surcharge à 3 fois le courant nominal, en impulsion, ce qui permet d'utiliser au mieux la puissance, juste au moment du passage des particules, sans devoir surdimensionner les installations. Mais ils ont par contre l'inconvénient de manquer d'inertie et de couper le courant d'une façon très brutale.

3.1. Transformateurs

Chacun des deux transformateurs est en étoile-double étoile avec bobine d'interphase. Un commutateur en charge à 33 positions permet de monter cran par cran et de régler le courant continu par la tension alternative, ce qui diminue la marge de réglage par déphasage et donne ainsi un courant moins ondulé. En plus une possibilité de couplage série ou parallèle permet de s'adapter à des impédances de charge assez différentes.

3.2. Redresseurs

Les deux groupes de 2,25 MW sont des ignitrons monoanodiques à vide entretenu. Ainsi, chacune de leurs six cuves s'éteint et s'allume à chaque amplitude grâce à une électrode d'allumage en graphite (igniter), aidée par une grille de désionisation. L'impulsion d'allumage est donnée par la décharge d'un thyratron dont la polarisation de grille varie en se déplaçant plus ou moins le long d'une sinusoïde et permet ainsi de déphaser l'allumage de 0 à 25° pour régler la tension moyenne.

3.3. Régulateurs d'intensité

La précision demandée est ici moins sévère que pour les groupes tournants (5×10^{-3}). Le constructeur a préféré utiliser une chaîne d'amplification purement magnétique et prendre la mesure du courant par l'intermédiaire d'un transducteur magnétique à courant alternatif au lieu d'un shunt. Mais le principe reste le même que pour les aimants.

La montée en courant se fait aussi en montant le curseur d'un potentiomètre motorisé par des boutons « augmente » ou « diminue », mais au lieu d'être continue, elle se fait par les paliers du commutateur en charge, le déphasage de l'allumage variant de 0 à 25° entre chaque palier. De même, pour la descente. Un moteur à deux vitesses permet de faire cette montée automatiquement jusqu'à une intensité décidée à l'avance.

En plus, il est possible d'utiliser deux régimes de marche à impulsion ; le premier, pour impulsions lentes, permet de monter en 10 secondes au courant pré-sélectionné, grâce à un moteur à vitesse réglable, d'y rester un temps réglable et de descendre en 10 secondes. Le deuxième régime, d'impulsions rapides, permet de monter immédiatement au courant donné et d'en redescendre après un temps réglable et cela, toutes les trois secondes, suivant les cycles de Saturne. Dans ces deux cas, le commutateur en charge reste dans une position déterminée à l'avance, Ces deux régimes ont l'avantage de pouvoir marcher en surcharge et d'économiser du courant.

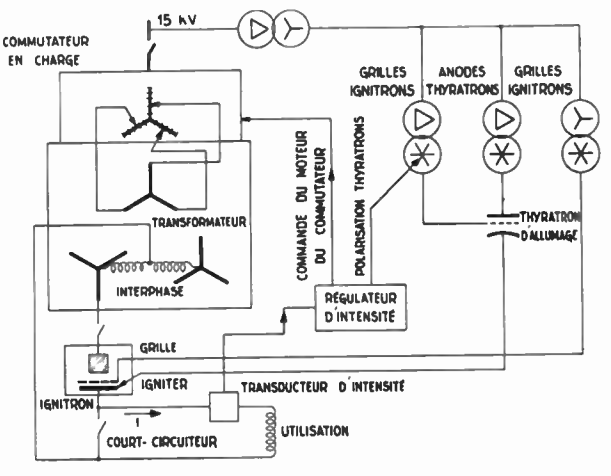


Fig. 2. — Diagramme de principe du contrôle des ignitrons

3.4. Contrôle et sécurité

Comme pour les groupes tournants, toutes les commandes, les sécurités, les manœuvres, mesures ou réglages sont ramenés à la Salle de Commande pour que le personnel de quart les ait constamment sous la main. En plus, des pupitres mobiles de télécommande permettent aussi le réglage et la mesure à distance en n'importe quel point de Saturne, des Halls d'essai des bâtiments annexes et de la Salle de Mesures de Physique.

Toutes les sécurités nécessaires à une telle installation, plus celles spéciales à la protection des bobines (identiques à celles des aimants) permettent le déclenchement, l'alarme, avec klaxon et signalisation lumineuse des défauts.

4. Réfrigération

Ainsi qu'il a été dit plus haut, le débit d'eau nécessaire pour refroidir les aimants et les bobines est de 110 m³/h environ. Pour assurer ce débit, il faut disposer d'une pression de 15 kg/cm² sur le circuit des aimants et 25 kg/cm² sur celui des bobines. L'eau qui circule dans les conducteurs est une eau déionisée ayant une résistivité d'au moins 500 kΩ. cm²/cm. Le maintien de la résistivité est assuré grâce au passage permanent d'une partie de l'eau dans une installation de déminéralisation et en évitant tout contact de cette eau avec l'atmosphère. Cette eau dite pure, qui circule en circuit fermé, est refroidie à sa sortie des conducteurs dans des échangeurs de chaleur « eau pure-eau brute ».

L'eau «brute» qui emmagasine l'énergie dans les échangeurs circule également en circuit fermé mais à travers une « tour de ruissellement » où elle échange sa chaleur avec l'atmosphère. L'essentiel de cette chaleur étant dissipée sous forme de chaleur latente du fait de l'évaporation, il y a tout de même une certaine consommation d'eau, de l'ordre de 10 m³/h.

Les circuits de distribution de l'eau pure comportent une partie fixe sous forme de tuyaux en cuivre (une distribution à la pression de 15 kg/cm², une autre à 25 kg/cm²) qui conduisent l'eau de la salle

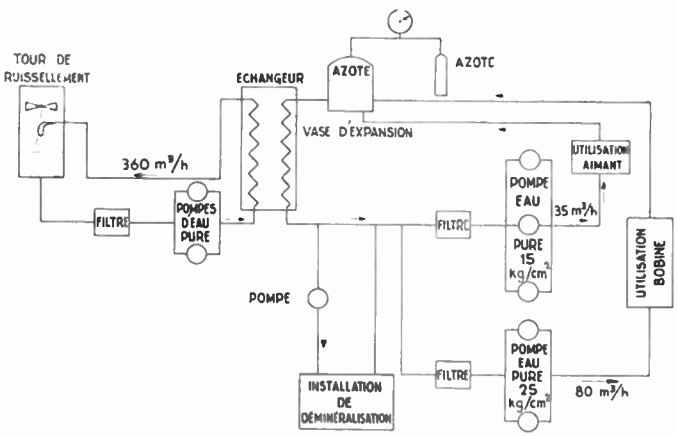


Fig. 3. — Schéma du circuit de réfrigération des aimants et bobines.

de réfrigération en galerie souterraine jusqu'à un certain nombre de points fixes comportant chacun plusieurs départs munis de vannes d'arrêt. De là, l'eau est conduite en tout point du Hall jusqu'aux aimants ou bobines par des tuyaux mobiles, ce qui assure une grande souplesse au dispositif.

L'ensemble de ces installations comporte de nombreux contrôles et sécurités (températures, pressions, niveaux, résistivités) ainsi qu'une régulation des pressions de refoulement des pompes pour les maintenir constantes quels que soient les branchements hydrauliques effectués, ceci afin de rester maître de la température d'échauffement des appareils.

La commande et le contrôle des pompes et du ventilateur, la lecture des résistivités de l'eau en différents points ainsi que celles des pressions de refoulement sont ramenés à la Salle de Commande centrale comme le reste de l'installation.

Cibles à hydrogène liquide

PAR

P. PRUGNE, M. MARQUET et M. BOUGON,

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

D'une façon générale, le faisceau de particules accélérées doit pénétrer dans la cible en ayant traversé le moins possible de matière, soit une épaisseur, en grammes par cm², inférieure au dixième de l'épaisseur, en grammes par cm², d'hydrogène.

Si la cible a 10 cm de longueur, son épaisseur est $0{,}07 \times 40 = 2{,}8$ g/cm² ; elle demande donc une épaisseur de paroi inférieure à 0,28 g/cm², ce qui correspond, si le contenant est en acier inoxydable, à 0,4 millimètre d'épaisseur totale soit 0,2 millimètre au total par paroi. Si le contenant est en matière plastique, l'épaisseur tolérable est alors de 2 millimètres environ, soit 1 millimètre au total par paroi.

Ces épaisseurs ne poseraient pas de problèmes de construction si les cibles ne devaient pas être très bien isolées thermiquement. Si le vide est choisi comme isolant thermique, les parois de l'enceinte traversées par le faisceau (fenêtres) doivent être suffisamment épaisses pour résister à la pression extérieure, et la paroi de la cible elle-même doit résister à la pression intérieure de l'hydrogène liquide avec une sécurité suffisante.

Par contre, une cible, dont le milieu isolant serait à une pression voisine de la pression atmosphérique, pourrait avoir, sur le passage du faisceau, des fenêtres très fines, puisqu'elles ne devraient résister qu'à de faibles différences de pression.

Ainsi il existe deux types de cibles :

1. des cibles à pression atmosphérique,
2. des cibles à vide à très faible consommation.

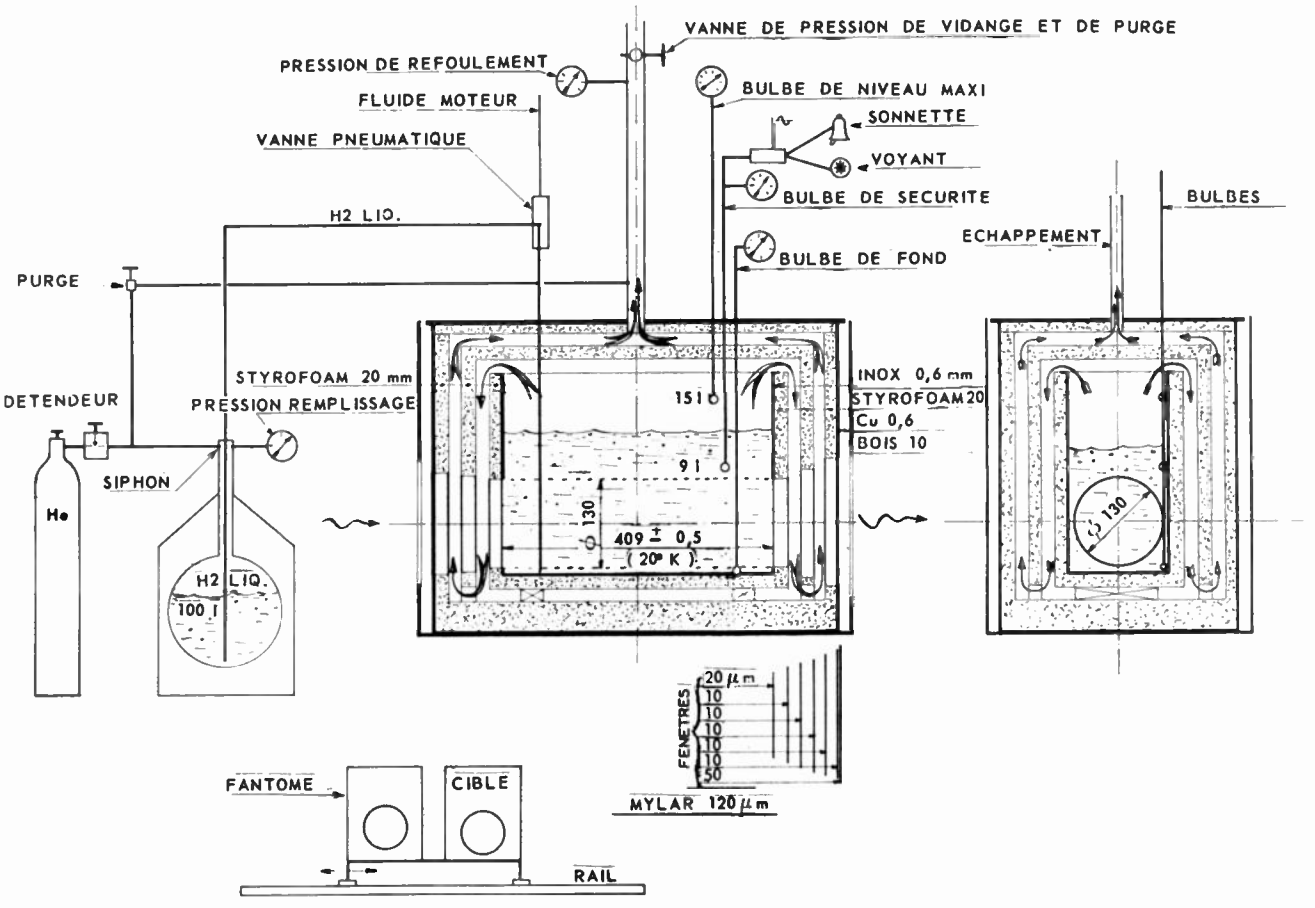


FIG. 1. — Cible légère à hydrogène liquide.

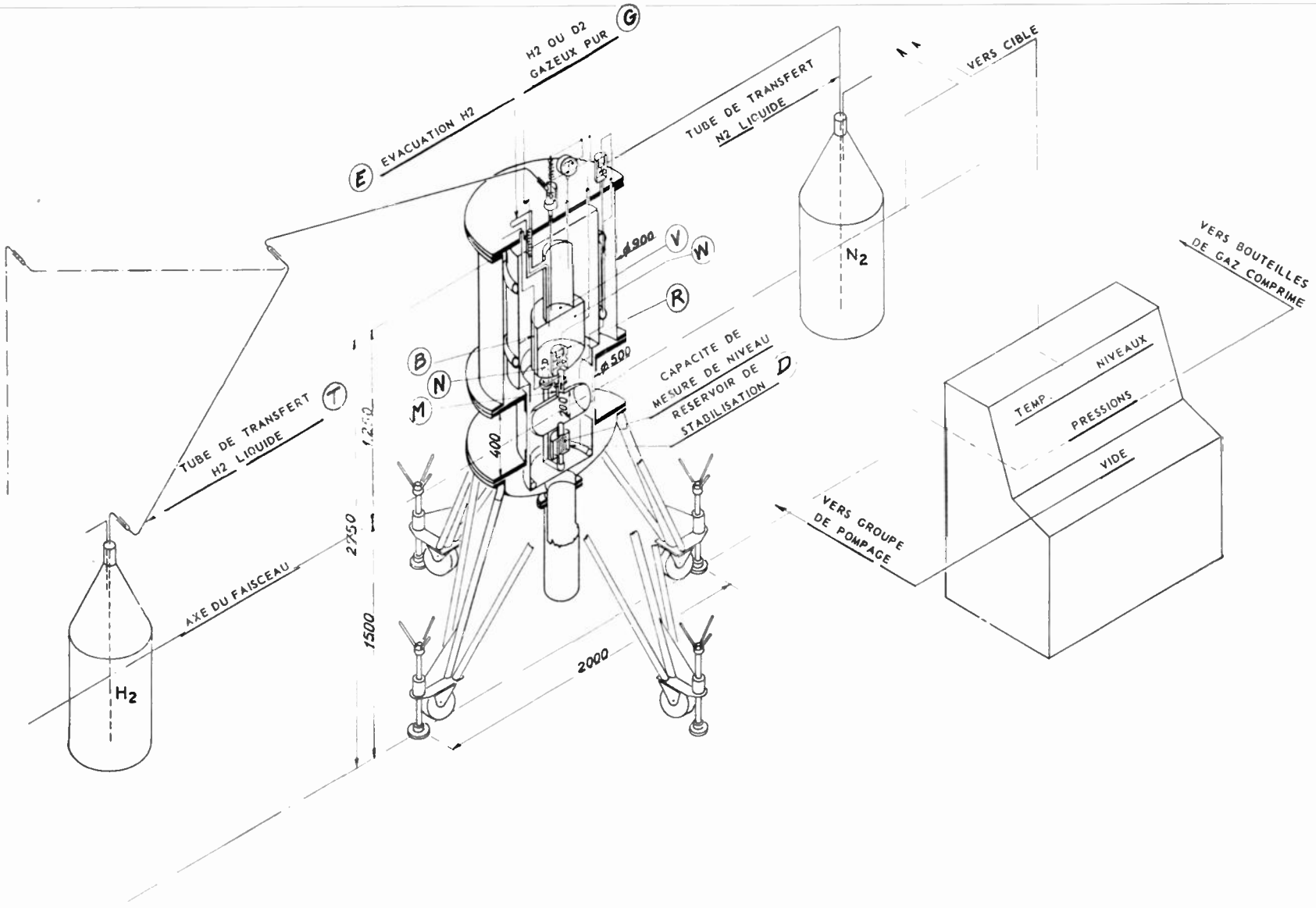


FIG. 2. — Cible à vide à hydrogène ou deutérium liquides.

Le programme du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay a comporté la construction d'une cible de chaque type.

1. Cible à pression atmosphérique

La figure 1 donne la structure d'ensemble de la cible.

Le contenant de l'hydrogène liquide est une boîte de forme parallélépipédique de dimensions 400 × 180 · 30 en feuille d'acier inoxydable de 0,6 mm d'épaisseur. Cette boîte comporte deux fenêtres circulaires de 130 mm de diamètre, fermées par des feuilles de Mylar de 0,02 mm d'épaisseur, collées sur l'acier inoxydable. Elle est entourée de trois enveloppes de polystyrène expansé (un des meilleurs isolants thermiques actuels) disposées, comme l'indique la figure, de façon telle que le gaz provenant de l'évaporation du liquide lèche les différentes faces en regard, en les refroidissant, diminuant ainsi considérablement l'apport de chaleur de l'extérieur vers l'intérieur. Ces enveloppes comportent aussi des fenêtres fermées par des feuilles minces de Mylar (0,010 mm d'épaisseur) sur le parcours du faisceau. L'ensemble est disposé dans une caisse métallique étanche. Les deux fenêtres en Mylar de cette enveloppe extérieure ont 0,05 mm d'épaisseur et ne peuvent se rompre que pour une différence de pression supérieure à 1 kg/cm². Les pressions de fonctionnement ne dépassant pas 200 grammes, le coefficient de sécurité est donc voisin de 5.

Comme il est montré sur la figure, la cible est montée sur un rail et liée à une cible identique mais ne contenant pas d'hydrogène. Cette cible « fantôme » permet la vérification du mouvement propre de la cible réelle. Il suffit de pousser l'ensemble et de placer la cible vide dans l'axe du faisceau. Le système de tubes de transfert à rotules pour hydrogène liquide permet facilement ces manipulations sans interrompre le fonctionnement de la cible.

2. Cible à vide pour hydrogène et deutérium liquides

Dans ce type de cible, l'hydrogène et le deutérium sont condensés directement à partir du gaz et non introduits à l'état liquide comme dans la cible précédente. Ceci est rendu nécessaire par le fait que le deutérium est un gaz extrêmement cher, qu'il est nécessaire de récupérer et de maintenir isotopiquement pur. L'appareil lui-même comporte donc, en plus du récipient-cible, un système de liquéfaction.

De l'extérieur vers l'intérieur (fig. 2), nous trouvons d'abord l'enceinte à vide qui se décompose en trois parties principales :

1. La partie supérieure : simple virole en acier ordinaire dont le couvercle porte entrées et sorties diverses.

2. La partie intermédiaire qui constitue la fenêtre extérieure de la cible. Celle-ci est de révolution et offre donc toujours la même épaisseur quel que soit l'angle d'observation par rapport à l'axe du faisceau.

3. La partie inférieure qui supporte le groupe de pompage qui maintient une pression inférieure à 10^{-5} mm de mercure à l'intérieur de l'enceinte à vide.

Etant donné la faible épaisseur de la fenêtre circulaire (0,14 g/cm² environ), il est bien évident qu'elle se trouverait écrasée entre les parties supérieure et inférieure dès que le vide serait effectué. Aussi, un ensemble de piliers mobiles maintient les deux parties à leur position respective. Ces piliers sont déplaçables pour ne pas gêner éventuellement une mesure à un angle quelconque.

A l'intérieur de la chambre à vide, nous trouvons un écran de radiations en cuivre et mis à la température de l'azote liquide, qui entoure complètement la cible et son système de liquéfaction. Entre la fenêtre circulaire et la cible, l'écran en cuivre est remplacé par une feuille d'aluminium d'épaisseur négligeable.

La cible et son système de liquéfaction sont suspendus à l'intérieur de l'écran. Le système de liquéfaction est relié à la cible par les tubes M et N raccordés par deux jeux de brides démontables. Ainsi, la cible peut-elle être détachée et remplacée par une autre, si l'expérience le demande.

La cible actuelle est un cylindre en feuille de monel d'épaisseur 0,25 mm.

En fonctionnement, la vanne R est ouverte. Les bulles créées dans la cible montent par le tube et éclatent dans W ; le gaz va se condenser sur le couvercle refroidi et le liquide retombe en gouttes. Ce liquide repasse par N et revient dans la cible.

Pour une vérification du mouvement propre, la vanne R est fermée. Les bulles n'atteignent plus le vase W ; un matelas de gaz se forme qui chasse le liquide de la cible par le tube N dans le vase W. Un détecteur de niveau par variation de capacité D permet de vérifier que la cible est vide. Etant donnée la dimension du tube N, cette vidange peut être effectuée en une fraction de minute.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BERTHELOT A., Cours sur la Physique des mésons π, fasc. 9.

[2] LINDENBAUM et YUAN C.L., *Phys. Rev.*, 1955, **100**. 306.

[3] JONES et al., *Rev. Sci. Instr.*, 1956, **27**, 7.

[4] NAGLE, *Phys. Rev.*, 1955, **97**, 480.

[5] COOL, *Phys. Rev.*, 1954, **93**, 637 et 249.

[6] SHAPIRO, *Phys. Rev.*, 1953, **92**, 1073.

Chambre à bulles à hydrogène de 3 litres

PAR

J. MEYER

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

A l'heure actuelle, la chambre à bulles constitue un des instruments fondamentaux pour l'étude des interactions nucléaires à haute énergie. Elle permet en effet de visualiser les trajectoires des particules chargées au sein d'un liquide mis, grâce à un dispositif de détente rapide, dans un état métastable de retard à l'ébullition pendant quelques millisecondes. Durant cette période, une particule chargée produit des bulles le long de sa trajectoire. Parmi les différents liquides utilisés dans ces chambres, l'hydrogène présente l'avantage d'avoir un noyau composé d'un seul proton. Ainsi toutes les collisions observées sont particulièrement simples à interpréter. Par contre, la technologie de l'hydrogène liquide fait appel à des procédés cryogéniques parfois assez délicats. La figure 1 montre le schéma de principe de la chambre de 3 litres construite dans les laboratoires du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie.

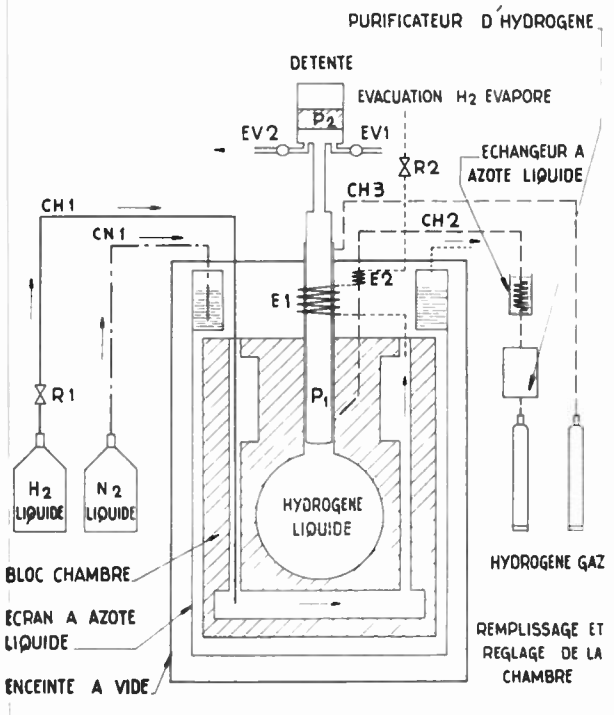


FIG. 1. — Schéma de l'installation : au centre se trouve le bloc en cuivre. Le cercle représente la cavité contenant l'hydrogène liquide. P_1 est le piston actionné par le système de détente à piston P_2, qui se trouve au-dessus. Celui-ci est commandé par les électro-vannes EV_1 et EV_2. A gauche, le Dewar d'hydrogène liquide. Le robinet R_1 contrôle le débit de la ligne CH_1. A côté, le Dewar à azote liquide remplit le réservoir de l'écran à azote à travers le siphon CN_1. A droite, la première bouteille d'hydrogène, à travers CH_2, sert au remplissage de la chambre. La deuxième bouteille fournit une pression d'appoint, en cours de fonctionnement à travers CH_3, à l'hydrogène liquide contenu dans la chambre. Le gaz hydrogène qui s'échappe du réservoir passe d'abord par l'échangeur E_1 pour refroidir le haut du col de la chambre, puis par l'échangeur E_2 pour refroidir le gaz servant au remplissage.

1. Chambre proprement dite

Dans un bloc de cuivre électrolytique forgé à cœur, a été creusée une cavité cylindrique de 200 mm de diamètre et 100 mm de profondeur. Les deux extrémités de ce cylindre sont fermées par des hublots en verre trempé de 18 mm d'épaisseur. L'étanchéité entre les hublots et le cuivre est assurée par des fils d'indium. Ces joints sont situés de part et d'autre d'un tore en acier inoxydable. On applique à l'intérieur du tore une pression d'hélium pouvant aller jusqu'à 50 kg/cm². Cela permet, d'une part, d'écraser les joints d'indium, d'autre part de rattraper des contractions différentielles qui se produisent au cours du refroidissement de la chambre.

A l'intérieur de la cavité se trouve de l'hydrogène liquide à 27,5 °K et à une pression de 5,7 kg/cm². Un col cylindrique est taillé dans la partie supérieure du bloc de cuivre et raccordé à la cavité. Le mouvement d'un piston dans le col permet de détendre et de recomprimer le liquide. Le piston est constitué d'un cylindre en acier inoxydable de 800 mm de long et 47 mm de diamètre externe. A l'extrémité en contact avec l'hydrogène liquide, se trouve un gainage de polyéthylène à longue chaîne [1] dont le rôle est double : d'une part, assurer au mieux l'étanchéité entre le col de la chambre et le piston, d'autre part, éviter le grippage de ce dernier. Le mouvement du piston est commandé par un système pneumatique à électrovannes. La durée totale d'un cycle de détente-recompression est de 18 millisecondes.

2. Refroidissement et maintien de la température

Le bloc de la chambre doit être mis et maintenu à la température de fonctionnement de 27,5 °K. Les pertes statiques de frigories du bloc de cuivre sont dues à deux causes : la conduction et le rayonnement. Pour réduire l'échange par conduction, la chambre est placée dans une enceinte en acier à

l'intérieur de laquelle un groupe de pompage maintient un vide poussé (2.10^{-6} mm Hg). De plus le bloc de cuivre est suspendu par des tubes d'épaisseur aussi faible que possible. Les pertes par rayonnement sont réduites en interposant un écran en cuivre à la température de 77 °K entre la chambre et l'enceinte à vide. Cet écran est soudé à un réservoir constamment alimenté en azote liquide.

Nous avons usiné dans le bloc de cuivre des canaux reliés entre eux, permettant la circulation d'un liquide.

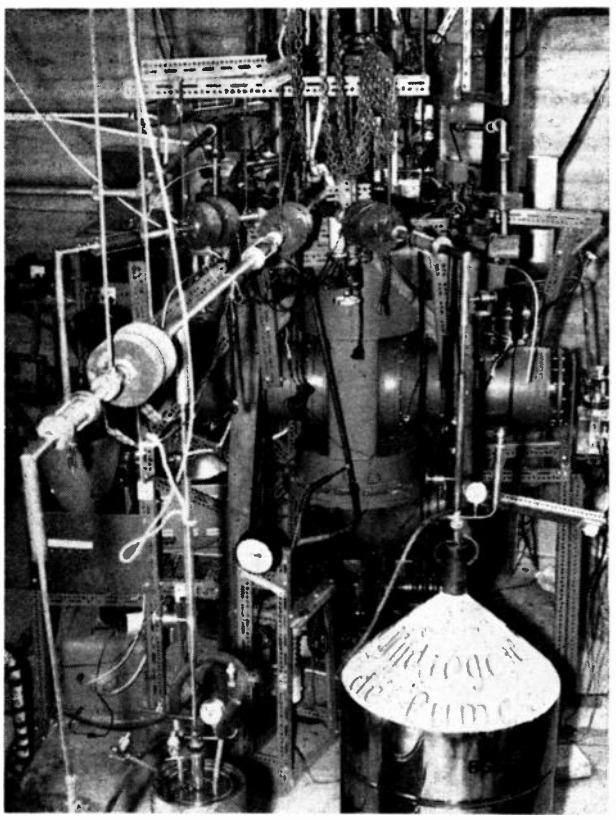


Fig. 2. — Vue d'ensemble de l'installation.

La réalisation de ces canaux nécessitait le perçage de plusieurs trous qu'il a fallu boucher après usinage. Pour cela, la C.S.F. a adapté un procédé qu'elle utilise dans la technique des tubes. Ce procédé consiste à appliquer sur les trous des disques munis d'un picot. Les disques sont serrés de façon adéquate par des vis sur le corps de la chambre, le picot assurant l'étanchéité.

Pour refroidir la chambre de la température ambiante (290 °K) à celle de l'hydrogène liquide, on fait d'abord circuler dans les canaux (représentés schématiquement sur la figure 1) de l'azote liquide jusqu'à ce que le bloc de la chambre atteigne la température de 77 °K. Ensuite on fait passer dans le réservoir de l'hydrogène liquide. Celui-ci, à la température de 20 °K, est transféré du vase Dewar à travers la ligne de transfert CH_1 dans le réservoir. Au contact du bloc, à température plus élevée, il s'évapore, en abaissant la température de la masse de cuivre. Le gaz hydrogène évaporé s'échappe par la ligne d'évacuation. Ce processus se poursuit jusqu'à ce que le bloc se trouve à la température de 20 °K

Alors on introduit de l'hydrogène-gaz dans la chambre. L'hydrogène qui provient d'une bouteille, est purifié, passe par des échangeurs à azote liquide puis par l'échangeur à contre-courant E2, utilisant les gaz froids d'hydrogène évaporés du réservoir. Cet hydrogène se trouve alors à une température très peu supérieure à 20 °K et il est introduit dans la chambre, où il se liquéfie promptement.

Ensuite, tout le bloc de cuivre se réchauffe légèrement. La température est alors stabilisée à 27,5 °K, en contrôlant le débit d'hydrogène liquide à 20 °K dans le réservoir, au moyen des robinets R_1 et R_2. Cette régulation est souple et permet de maintenir aisément la température de la chambre à la valeur voulue.

Signalons que les températures sont mesurées par des thermomètres à gaz (He) et à tension de vapeur (H).

L'installation comporte une série d'accessoires tels que vases Dewar, siphons à azote liquide, siphons à hydrogène liquide, indicateurs de niveau d'hydrogène liquide, etc. La figure 2 représente une vue d'ensemble de l'appareil.

3. Fonctionnement et performances

Les électrovannes sont synchronisées avec des signaux provenant de Saturne, de façon à ce que la chambre soit sensible précisément lorsque le faisceau de particules fournies par l'accélérateur la traverse. Un dispositif électronique permet de contrôler et de régler les conditions de la détente et de commander un flash dont l'éclair, produit 1 milliseconde après le passage des particules, a une durée de 10 microsecondes. Deux caméras stéréoscopiques photographient les trajectoires des particules. L'éclairage

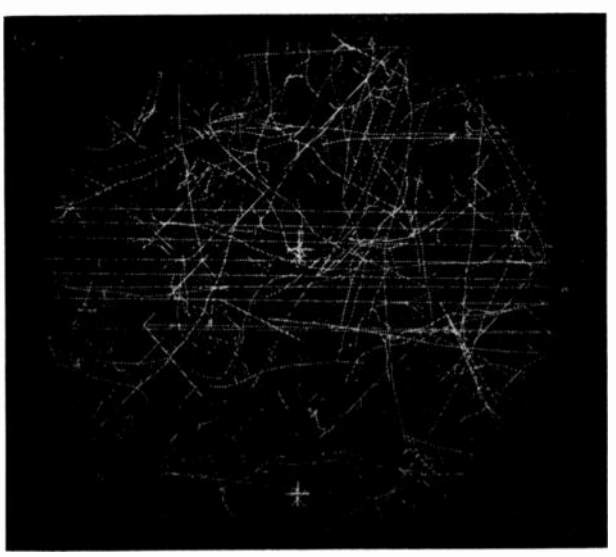


Fig. 3. — Trajectoires obtenues avec la chambre à hydrogène. Les traces rectilignes qui traversent la chambre de droite à gauche sont des mésons π négatifs fournis par Saturne.

se fait en « fond noir » spécialement étudié pour l'hydrogène liquide. Il faut en effet collecter la lumière diffusée par les bulles, et cette diffusion a lieu préférentiellement vers l'avant. Dans la figure 3 nous reproduisons un cliché obtenu avec des mésons π négatifs fournis par SATURNE.

Le taux de répétition des détentes est de 3 secondes, la consommation en azote liquide de 17 litres par heure, la consommation statique d'hydrogène liquide de 5,5 litres par heure. Lorsque nous détendons toutes les trois secondes, nous n'observons aucun accroissement de la consommation en hydrogène liquide.

L'installation sommairement décrite ci-dessus a été réalisée par une équipe comprenant notamment MM. R. BONNERUE, J.-M. GAILLARD, Y. GOBLET, R. MIET, J. RABBE, D. REVEL, R. SEIGE et J. VILAIN. Nous remercions l'atelier du G.T.E. pour la réalisation des grosses pièces mécaniques et la C.S.F. pour l'aide précieuse apportée au cours des différentes phases de la construction.

BIBLIOGRAPHIE

[1] GAILLARD J.-M., MEYER J., SEIGE R. et VILAIN J., Note C.E.A. n° 236.

Une chambre à bulles à propane de 16 litres

PAR

A. ROGOZINSKI

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Une seconde chambre à bulles à propane avait été mise en service en février 1958 à Saclay et est utilisée actuellement auprès de SATURNE. Les dimensions de son volume utile, de forme parallélépipédique à arêtes légèrement tronquées sont : 40 cm × 40 cm × 20 cm. La chambre est pourvue d'un champ magnétique constant d'environ 13 kGs, engendré par un ensemble de deux bobines alimentées par un courant de 2 000 A sous une tension de 300 V. On envisage d'employer, dans une phase ultérieure, un champ magnétique pulsé dépassant 20 kGs.

Les idées générales qui ont présidé à la conception de cette chambre ont été inspirées dans une large mesure par les enseignements tirés de la pratique d'une chambre plus petite, décrite antérieurement [1]. Elles concernent notamment la sécurité d'emploi du dispositif, sa maniabilité, la réduction systématique des effets parasites susceptibles d'affecter son bon fonctionnement et la réduction des dimensions extérieures de la chambre en vue d'obtenir un accroissement correspondant du champ magnétique dans le volume utile de celle-ci.

2. Description sommaire du dispositif

L'appareillage complet comprend la chambre à bulles proprement dite avec ses organes accessoires, ainsi qu'un certain nombre de dispositifs auxiliaires.

A. CHAMBRE ET ORGANES ACCESSOIRES

Le corps de la chambre est usiné dans un bloc parallélépipédique en duralumin (1). Diverses ouvertures y ont été pratiquées d'une façon symétrique par rapport à trois plans de symétrie de la chambre. Deux coupes passant par le grand axe de celle-ci sont représentées par la figure 1.

Le corps de la chambre est, en outre, percé d'un certain nombre de canaux dans lesquels circule, provenant d'un thermostat décrit plus loin, de l'eau portée à une température de 60 °C.

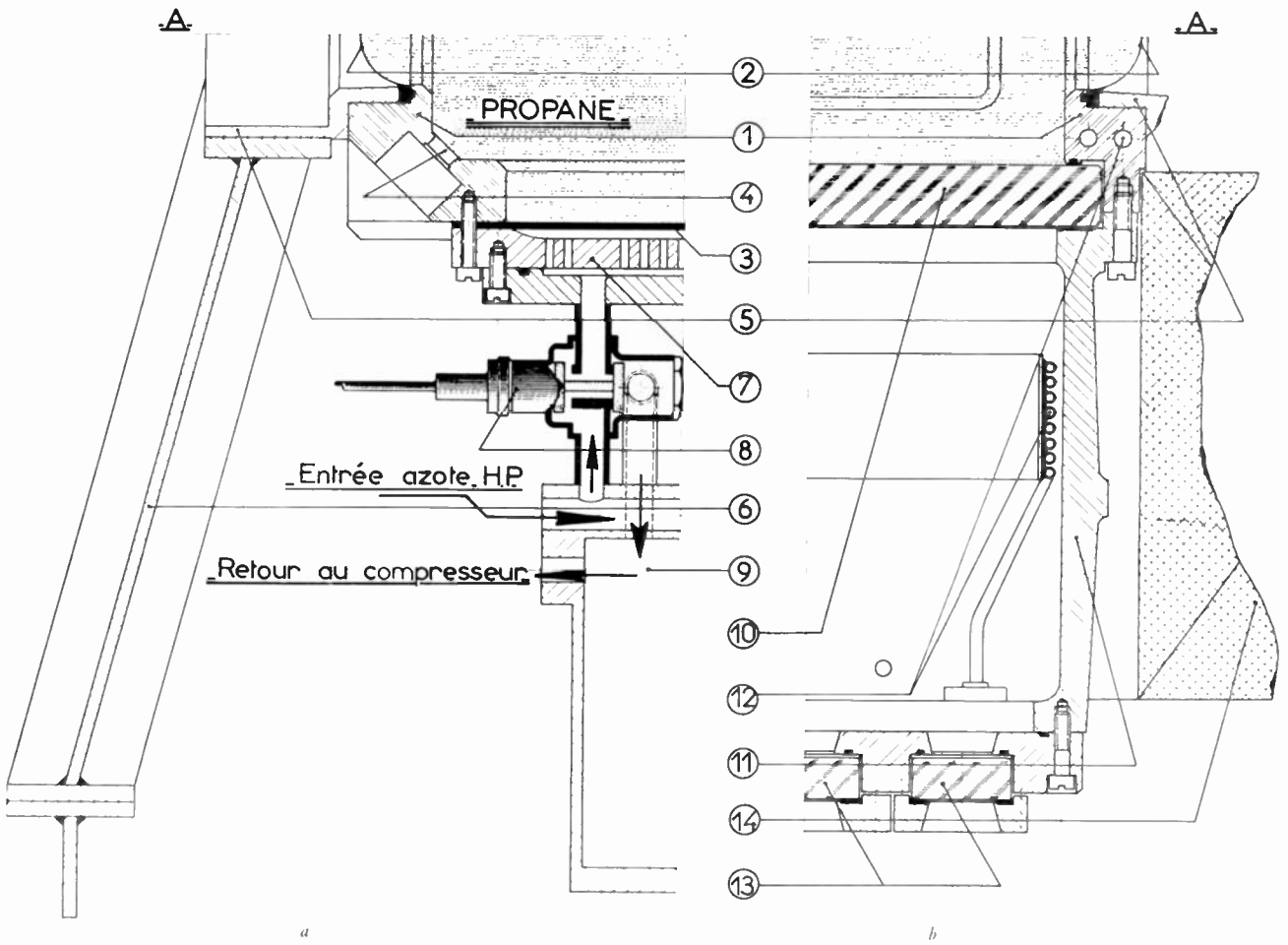
Les ouvertures reçoivent :

a) Deux membranes formées, chacune, par une triple couche de perbunan-mylar-perbunan, par l'intermédiaire desquelles s'effectue la compression et la détente du propane.

b) Deux fenêtres de bonne qualité optique, en borosilicate, de 50 mm d'épaisseur et de 40 cm × 20 cm de surface dégagée, le verre ayant été trempé en air calme et repoli après la trempe. Les fenêtres sont protégées par des carters décrits dans la section 3.

c) Deux fenêtres hémisphériques minces (fig. 1) de 8 cm de diamètre, en acier inoxydable de 0,7 mm d'épaisseur, disposées normalement à chaque extrémité du grand axe de la chambre, à l'entrée et à la sortie du faisceau.

(1) Un autre corps en acier inoxydable est en cours d'usinage.



a *b*

FIG. 1. — Coupes schématiques (1/4 de vues) passant par le grand axe AA du corps de la chambre à bulles :

a) coupe verticale.

b) coupe horizontale.

1 Corps de la chambre.
2 Fenêtres hémisphériques en acier inoxydable de 0,7 mm d'épaisseur pour le passage du faisceau.
3 Membrane.
4 Ouverture pouvant recevoir un robinet, ou un capteur de pression ou un couple thermo-électrique.
5 Tourillon.
6 Bâti.
7 Grille d'arrêt de la membrane.
8 Electro-vanne à trois voies.
9 Enceinte de détente.
10 Grande fenêtre en verre.
11 Carter de protection de la fenêtre.
12 Circulation d'eau de chauffage.
13 Petites fenêtres en verre pour la prise de vues.
14 Bobine du champ magnétique.

d) Deux capteurs de pression, l'un à quartz piézoélectrique, l'autre à condensateur, permettant de déterminer les valeurs instantanées de la pression qui règne dans la chambre durant tout le cycle de son fonctionnement.

e) Deux robinets à pointeau et à tombac servant au remplissage ou à la purge de la chambre. L'un des robinets ou l'un des capteurs de pression peut éventuellement être remplacé par un couple thermo-électrique.

La course de chaque membrane est limitée vers l'extérieur de la chambre par une grille d'arrêt, en acier inoxydable, percée d'un certain nombre de trous qui servent au passage de l'azote comprimé. Vers l'intérieur, la course est limitée par le propane lui-même.

Une pompe de compensation à propane, reliée à la chambre par un tube de cuivre, permet d'y introduire, ou d'en soustraire, une quantité bien déterminée de liquide et de régler ainsi avec précision le taux de détente de la chambre.

La détente et la recompression du propane sont assurées par quatre électro-vannes (de 3/4 de pouce) à trois voies, du type Barksdale, montées directement sur le corps de la chambre par groupes de deux pour chaque membrane.

Il est à mentionner que la présence d'un champ magnétique intense a rendu impossible le déclenchement électromagnétique normal de ces appareils. La difficulté avait été surmontée en actionnant la vanne pilote de chaque électro-vanne par un piston

mis en mouvement par de l'air comprimé dont l'admission est contrôlée par une électro-vanne auxiliaire placée en dehors du champ magnétique.

B. Dispositifs auxiliaires

La chambre à bulles est desservie par un appareillage auxiliaire complexe dont les éléments essentiels sont :

a) Un compresseur du type Corblin à membrane en acier inoxydable, recomprimant en circuit fermé l'azote qui sert à comprimer et à détendre le propane. Le compresseur est pourvu de divers dispositifs de réglage et de stabilisation de la pression du gaz. Il fonctionne entre, environ, 4 et 40 kg. cm^{-2}.

b) Un thermostat à chauffage stabilisé, destiné à maintenir la chambre à sa température de fonctionnement à 0,1 °C près. L'enceinte du thermostat est constituée par une machine à laver contenant environ 50 litres d'eau. Le réglage de sa température est obtenu à l'aide d'un thermomètre à contact, sensible à 0,1 °C, relié à un amplificateur qui commande un jeu de résistances chauffantes appropriées. Une pompe centrifuge auxiliaire permet d'augmenter la vitesse de circulation du courant d'eau dans des canaux pratiqués dans le corps de la chambre et dans des enroulements en tubes de cuivre disposés à l'intérieur des carters.

c) Divers circuits électroniques de commande des électro-vannes, du flash, de l'avance du film, etc., l'échelonnement des différentes opérations pouvant être réglé avec précision à l'aide de circuits de retard appropriés.

d) Un bâti comprenant un chemin de roulement, constitué par deux glissières parallèles de 3,5 m de longueur, sur lesquelles peuvent coulisser les bobines. L'ensemble de la chambre avec ses carters et ses systèmes de détente repose sur le même bâti par

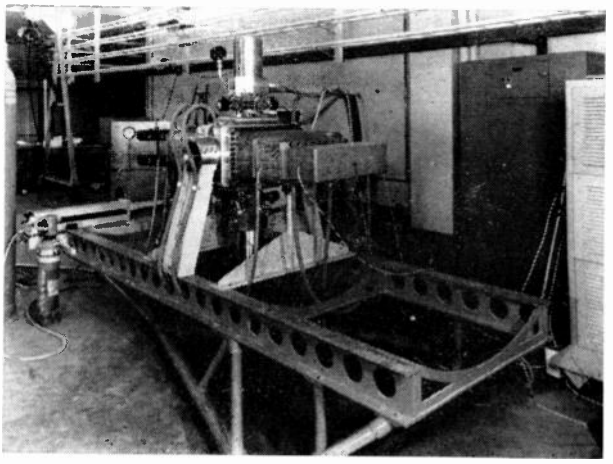


Fig. 2. — Vue d'ensemble de la chambre reposant sur son bâti. Les bobines du champ magnétique n'y figurent pas.

l'intermédiaire de deux jambes en acier portant des tourillons, qui permettent de faire faire à l'ensemble en question un tour complet autour du grand axe de la chambre. Cette liberté de mouvement facilite considérablement toutes les opérations de montage ou de démontage de la chambre et, tout particulièrement, les opérations de montage des fenêtres en verre, ce dernier travail devant être exécuté avec le plus grand soin.

La chambre peut être commandée à distance, une série de dispositifs d'avertissement et de contrôle permettant de s'assurer à chaque instant de son bon fonctionnement.

La figure 2 donne une vue d'ensemble du dispositif.

En ce qui concerne l'éclairage de la chambre, différents systèmes ont été essayés, soit en fond clair, soit en fond noir. Le meilleur fond noir a été

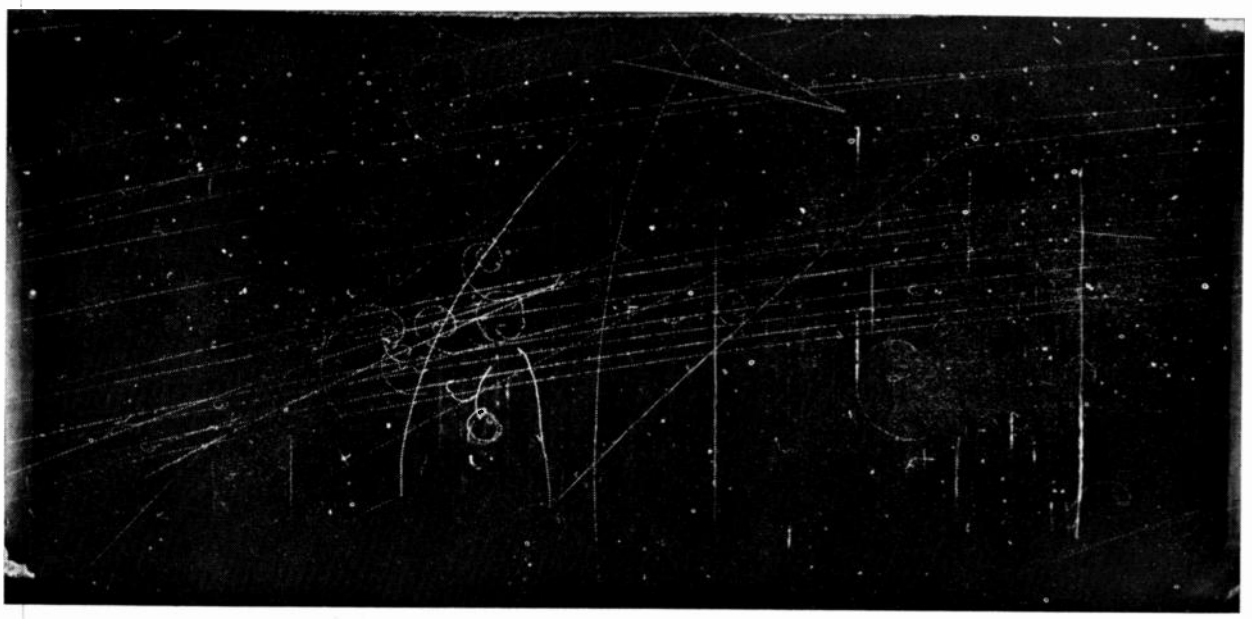


Fig. 3. — Faisceau de mésons π^+, d'impulsion égale à 1,13 BeV/c, courbé par un champ magnétique de 12,1 kGs. On aperçoit sur ce cliché un cas d'interaction du type $\pi^+ +$ neutron $\rightarrow \Lambda^0 + K^+$.

obtenu par la méthode des lentilles plan-cylindriques [2] grâce à laquelle il est possible d'illuminer tout le volume de la chambre sans qu'aucune lumière, autre que celle diffusée par un obstacle tel qu'une bulle de vapeur, ne parvienne aux objectifs des caméras utilisées. La figure 3 représente un faisceau de mésons π^+ issu de SATURNE et traversant la chambre à propane, placée dans un champ magnétique de 12,1 kGs ; l'impulsion des particules est de 1 130 MeV /c.

3. Sécurité de fonctionnement de la chambre

Une chambre à bulles à propane fonctionne habituellement sous une pression statique de l'ordre de 30 atmosphères. Durant les cyles de détente, la pression finale peut tomber à une valeur comprise entre une et une quinzaine d'atmosphères, suivant la température et les conditions d'emploi de la chambre. La détente et la recompression du liquide doivent être effectuées dans un temps très bref, n'excédant pas une faible fraction de seconde. Une telle rapidité de fonctionnement est nécessaire pour que l'ébullition parasite qui prend naissance, soit sur les membranes, soit sur les discontinuités ou les imperfections des parois de la chambre, ne produise qu'une quantité très réduite de vapeur.

La chambre se trouve ainsi soumise à des efforts sévères, fréquemment répétés, exigeant l'adoption de mesures de sécurité appropriées. Celles-ci doivent porter tout particulièrement sur les fenêtres en verre qui constituent la partie la plus vulnérable du dispositif.

C'est ainsi que chaque fenêtre avait été essayée sous une pression de 100 atmosphères, maintenue systématiquement pendant 48 heures. La flèche observée au centre de la fenêtre était alors de 0,25 mm. Le coefficient de sécurité de ces fenêtres est donc au moins égal à 3. En réalité, il est probablement de l'ordre de 6 à 8, comme permet de l'évaluer l'extrapolation des résultats des essais effectués sur d'autres fenêtres en verre trempé ordinaire (beaucoup moins coûteuses que les fenêtres en borosilicate) [3]. Néanmoins, comme le verre évolue au cours du temps d'une façon assez mal connue, ce coefficient de sécurité fut jugé insuffisant. Aussi, pour parer aux conséquences d'une rupture, même peu probable, d'une fenêtre, chacune d'elles a-t-elle été protégée par un carter en acier moulé inoxydable, capable, en cas de rupture d'une fenêtre, de contenir le propane ainsi libéré.

Chaque carter peut être rempli d'un gaz inerte comprimé, équilibrant, en partie, l'effort exercé sur la fenêtre par le propane contenu dans la chambre.

Les carters sont pourvus de petits hublots en verre trempé à coefficient de sécurité élevé, à travers lesquels se font d'un côté, l'illumination de la chambre, du côté opposé, la prise de photographies des trajectoires des particules étudiées.

Quant aux fenêtres minces en acier inoxydable, des essais ont montré que leur rupture ne survient que pour des pressions supérieures à 200 atmosphères.

Le corps de la chambre ainsi que les carters ont été soumis à une pression de 50 atmosphères, conformément aux normes admises pour les récipients métalliques.

L'étude et la mise au point du dispositif décrit ont été faites avec le concours actif du Groupe des chambres à bulles à propane, ainsi que du Bureau d'Etudes du Groupement Technique du C.E.N. de Saclay.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ROGOZINSKI A. — Rapport C.E.A., n° 607 (1957).

[2] POIVILLIERS J., LEVI M. et LABET J. — Note C.E.A. (sous presse).

[3] BATON J.P. et LABET J. — Note C.E.A., n° 230 (1958).

La chambre à bulles à liquide lourd du Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique

PAR

A. LAGARRIGUE

Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique

Les appareils du type chambre de Wilson, chambre à bulles, ou même émulsions sensibles, qui permettent une photographie directe des trajectoires des particules, présentent un intérêt considérable dans l'expérimentation nucléaire. Ils ont malheureusement une limitation fondamentale dans leurs possibilités. En effet, seules les particules chargées électriquement peuvent être enregistrées. Les particules neutres, comme le neutron, le photon (ou rayon γ), le méson π neutre (π^0) ne laissent aucune trace visible. Cela vient de ce que le phénomène commun, qui est à la base de tous les appareils détecteurs cités plus haut, est l'ionisation de la matière provoquée par le champ électrique de la charge portée par la particule à détecter. Les particules neutres ne peuvent donc pas être visualisées à l'aide de ce phénomène et, ce qui est plus grave, on peut affirmer qu'on ne trouvera jamais un phénomène élémentaire permettant de photographier leurs trajectoires. En effet, on ne peut concevoir un appareil visualisant des trajectoires, que si la particule cède une petite partie de son énergie tout au long de son parcours grâce à un phénomène élémentaire d'interaction avec la matière. Ce phénomène, qui est l'ionisation pour les particules chargées, n'existe pas pour les neutres ; il est bien connu qu'elles ne cèdent leur énergie que rarement et le plus souvent ce transfert d'énergie, très grand, modifie profondément la trajectoire et l'« état» de la particule.

La chambre à bulles à éléments lourds essaie de combler partiellement cette lacune dans la gamme des appareils de détection. Elle est basée sur le phénomène de matérialisation des photons en paires d'électrons lorsque ceux-ci interagissent fortement avec le champ électrique d'un noyau lourd. En fait, ce ne sera pas uniquement les photons qui pourront être ainsi détectés, mais aussi les mésons π neutres (π^0) car ils se désintègrent extrêmement vite (en moins de 10^{-15} seconde) en deux photons que l'on détecte par les deux paires d'électrons de matérialisation.

Dès que le photon a une énergie supérieure à quelques millions d'électron-volts, le phénomène de matérialisation en paire est assez fréquent. L'angle entre les trajectoires des deux électrons étant très

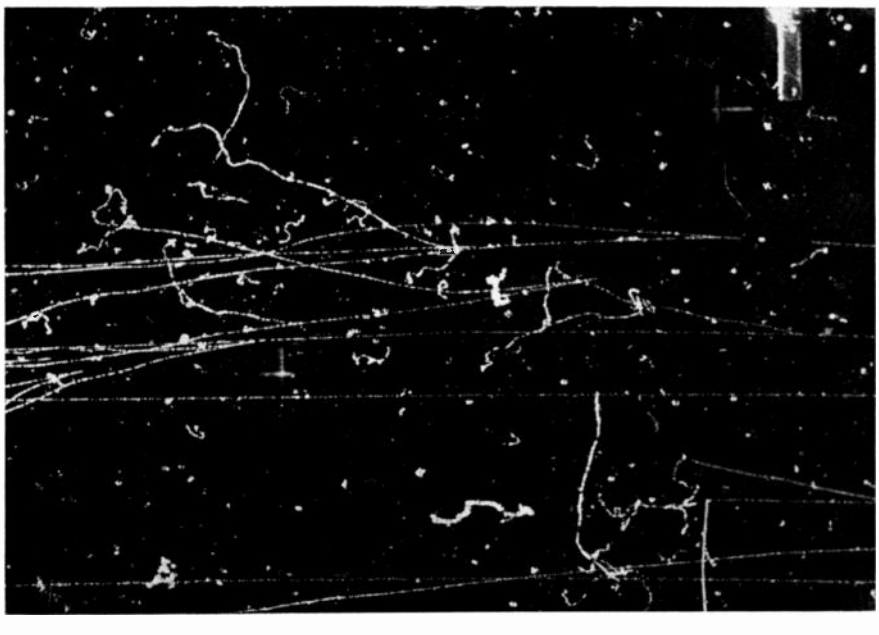


FIG. 1. — 6 mésons π^- de 1 GeV arrivent de la droite. Celui situé le plus haut interagit avec un proton pour donner un méson π neutre et un neutron, invisibles sur la photo. Le méson π neutre se désintègre en deux photons, toujours invisibles. Ceux-ci se matérialisent ensuite en deux paires d'électrons provoquant une petite «cascade électronique».

faible, sa bissectrice permet de reconstituer la trajectoire du photon. De plus, de la mesure de l'énergie des deux électrons créés (soit par « diffusion multiple », soit par courbure magnétique), on déduit l'énergie du photon. On a ainsi un appareil qui permet indirectement de reconstituer les trajectoires des photons et de mesurer leur énergie. De la connaissance de ces éléments pour les deux photons provenant d'un méson π neutre, on peut déduire la direction d'émission et l'énergie de ce méson π neutre.

Le problème consiste donc à construire une chambre à bulles remplie d'un liquide tel que la probabilité de matérialisation des photons soit élevée et si possible voisine de 1. Là réside la difficulté, car le phénomène de matérialisation a une section efficace proportionnelle au carré de la charge du noyau Z. Il est donc indispensable d'utiliser un liquide lourd, c'est-à-dire contenant une grande proportion d'atomes de masse atomique élevée. Bien entendu, le liquide doit avoir les qualités nécessaires au fonctionnement d'une chambre à bulles ; en particulier, il doit être transparent.

Les possibilités sont très restreintes. Le xénon liquide convient, mais sa rareté et son prix le rendent prohibitif, en France tout au moins. A la suite des travaux du M.I.T. aux U.S.A., nous avons choisi le mélange propane-iodure de méthyle dans la proportion 50 % - 50 % en volume. La présence d'une forte proportion de noyaux d'iode ($Z = 53$) rend la probabilité de détection d'un photon voisine de 80 %. De plus, la présence d'hydrogène rend possible l'étude directe des interactions élémentaires entre particules d'un faisceau et noyaux d'hydrogène (protons).

Cependant ce mélange présente quelques graves inconvénients. A 120 °C, l'iodure de méthyle commence à se dissocier et colore fortement le mélange en rouge. Il est donc nécessaire de limiter la température au-dessous de cette valeur, ce qui rend le fonctionnement de la chambre assez délicat. D'autre part, comme la plupart des liquides lourds, l'iodure de méthyle est fortement corrosif et attaque de nombreux matériaux.

La chambre en fonctionnement à Saclay, construite et conduite par le Groupe de l'Ecole Polytechnique, a pour dimensions intérieures 34 × 20 × 24 cm. Elle est en acier inoxydable spécial présentant une assez bonne tenue à l'iodure de méthyle. La pression de recompression doit atteindre 40 atmosphères. Les hublots sont en verre borosilicate trempé de 55 mm d'épaisseur. L'ensemble est à l'intérieur d'un tank de sécurité en cas de fuite ou d'explosion.

Le problème de joints et des membranes de détente était particulièrement délicat ; en effet, aucun caoutchouc ou plastique ordinaire ne résiste à 120 °C, à l'attaque de l'iodure de méthyle. Une première solution de joints de cuivre et de membranes en « mylar » a permis de fonctionner à peu près correctement. L'arrivée sur le marché d'un nouvel élastomère de la Cie Dupont de Nemours, le « Viton », permet de résoudre plus élégamment ces problèmes. Ce nouveau plastique possède l'élasticité du caoutchouc jusqu'à 300 °C et résiste très bien à la presque totalité des agents chimiques.

La chambre est placée dans un faisceau de mésons π^- de 1 milliard d'électron-volts. Les particules étranges Σ^0, θ^0, Λ^0 sont produites dans la chambre par interaction des mésons π^- sur les protons. Ces particules se désintègrent à leur tour en mésons π. L'expérience porte particulièrement sur leur mode de désintégration en mésons π neutres qui sont détectés par la matérialisation des photons de désintégration de ces mésons π neutres. La présence d'iodure de méthyle augmente d'un facteur 20 environ l'efficacité d'une chambre à bulles pour ce type d'expérience.

Programme de construction de chambres à bulles à hydrogène du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie

PAR

P. PRUGNE

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Le service de Physique Corpusculaire à Haute Energie a entrepris la construction de deux chambres à bulles à hydrogène : une première chambre, dite de 35 cm (diamètre apparent), de 21 litres de volume utile, pouvant permettre, dès le deuxième semestre de 1959, des expériences de physique corpusculaire à SATURNE, et une autre, plus importante, dite de 50 cm, de 70 litres de volume utile, pouvant être mise en service dans le courant de 1960. De plus, la chambre de 35 cm, du point de vue cryogénie et fonctionnement, a servi d'installation pilote de la chambre de 50 cm.

Les chambres sont du type vertical. Elles sont constituées par des blocs métalliques (duralumin dans un premier stade) et, pour faciliter l'usinage, leur forme intérieure est sphérique, coupée par les deux plans verticaux des hublots circulaires. Le col de détente se raccorde ainsi facilement à la cavité sphérique par une surface de révolution facilement usinable.

Ces chambres comportent deux circuits de refroidissement qui ont chacun leur rôle bien particulier. D'abord, il est usiné dans le bloc un circuit (voir fig. 3) qui contourne presque entièrement la cavité de la chambre. C'est le circuit de pré-refroidissement

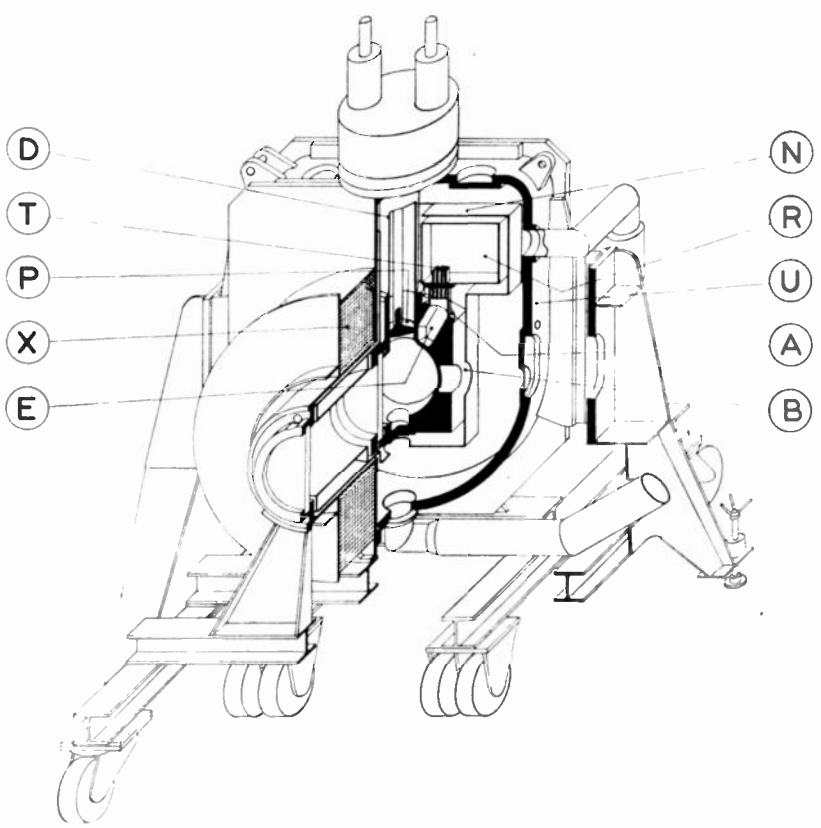


FIG. 1. — Chambre à bulles de 35 cm.

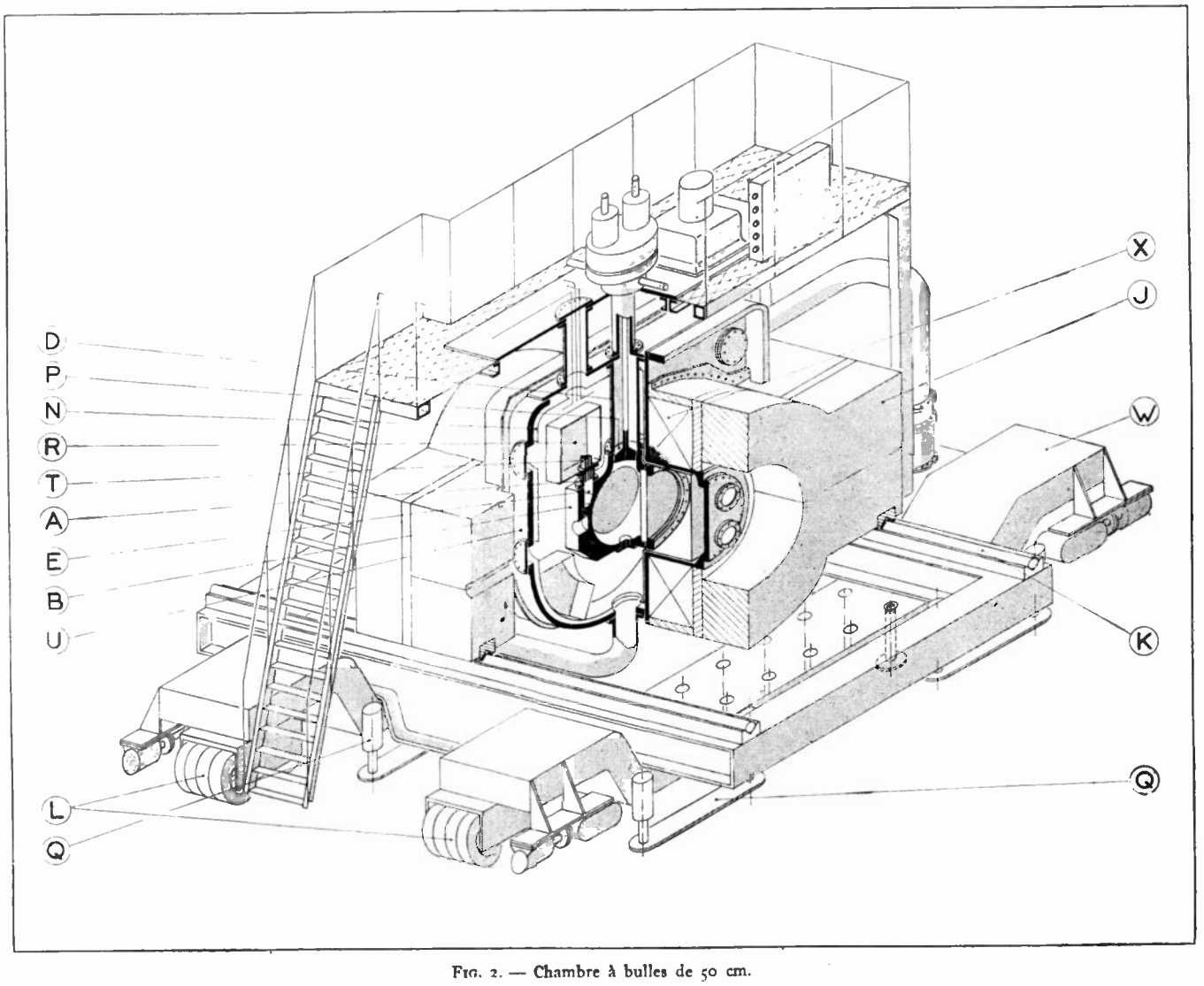


FIG. 2. — Chambre à bulles de 50 cm.

dans lequel circule l'azote liquide qui amène le métal de la chambre de la température ambiante à 77 °K. De chaque côté du col, sur la partie supérieure des blocs, les cavités (*E*), raccordées aux réservoirs (*R*) d'hydrogène liquide par les tubes en acier inoxydable (*A*) et séparées des réservoirs par les pièces en cuivre très pur (*T*), constituent les systèmes de refroidissement jusqu'à la température de remplissage en hydrogène liquide et de régulation à la température de fonctionnement (27 °K). Le transfert de frigories à partir des réservoirs (*R*) jusqu'au bloc de la chambre elle-même (*B*) varie avec la quantité d'hydrogène admis, sous forme gazeuse, dans les cavités (*E*). Les réservoirs (*R*) d'hydrogène liquide à pression atmosphérique (20 °K) constituent la source de froid de la chambre.

La figure 3 donne le schéma général des circuits des deux chambres de 35 et 50 cm. Le procédé de détente retenu pour le fonctionnement de ces chambres est celui dit de « détente liquide ». Le col de détente (*D*) est fermé par un piston (*P*). La commande du piston est figurée en (*S*) (fig. 3). Son mouvement rapide (5 à 10 ms) impose un système d'amortissement pour limiter les effets des forces d'inertie sur les liaisons des différentes parties de la chambre et sur le système mobile lui-même. Le système d'amortissement est figuré en (*F*) pour la chambre de 35 cm. Le mouvement vers le haut est provoqué par un accroissement brutal de pression en (*G*). L'amortissement se fait par la compression du gaz dans la partie (*H*) (système groupe Shutt de Brookhaven). La masse lourde et mobile (*M*) absorbe la plus grande partie de l'impulsion.

Les chambres sont remplies directement avec de l'hydrogène liquide au moyen de la vanne froide (*V*) à commande pneumatique (hélium).

Les chambres sont protégées du rayonnement de chaleur ambiant par des écrans en cuivre (*N*) à la température de l'azote liquide, et placées à l'intérieur d'une enceinte à vide (*U*).

Les deux chambres se différencient essentiellement (en plus de leur volume utile : 21 litres pour celle de 35 cm et 70 litres pour celle de 50 cm) par leur circuit magnétique.

Pour les deux chambres, le champ magnétique est fourni par des bobines de Helmholtz sans pièces polaires, sans circuit de retour de flux en fer pour la cham-

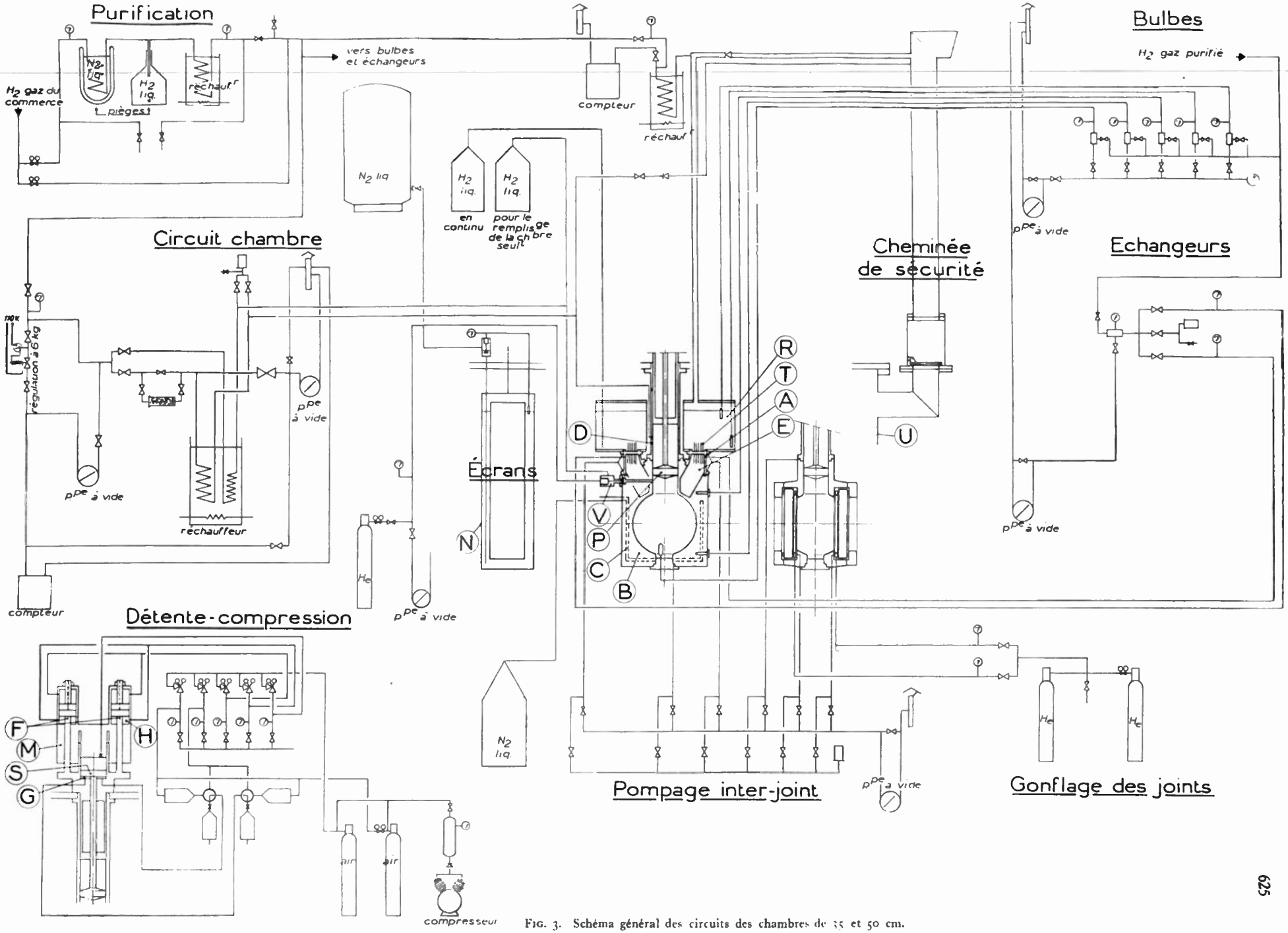


FIG. 3. Schéma général des circuits des chambres de 35 et 50 cm.

bre de 35 cm (fig. 1), avec circuit de retour de flux en fer pour la chambre de 50 cm (fig. 2). Ces circuits magnétiques permettent un éclairage, en fond noir et très homogène, direct de la chambre, par le trou des bobines, contrairement aux aimants classiques.

Les bobines sans fer de la chambre de 35 cm donneront un champ de 13 000 gauss. Leur poids total, de deux tonnes environ, n'alourdit pas sensiblement l'ensemble de l'appareillage (7 tonnes environ), qui, de ce fait, peut être déplacé par des moyens standards et ne nécessite qu'un bâti léger (fig. 1).

Le circuit magnétique de la chambre de 50 cm est d'un ordre de grandeur différent. Il fournira un champ magnétique de 24 000 gauss (Puissance électrique consommée 4,5 MW). Son poids total est de 50 tonnes : soit 10 tonnes de bobines de cuivre et 40 tonnes de fer. La partie « fer » (fig. 2) comprend les coquilles (14 tonnes) et les masses complémentaires (*J*) (26 tonnes), ces dernières pouvant être facilement enlevées et déplacées isolément à l'aide d'un pont roulant standard.

Mais le tout compact restant, formé par la chambre, ses écrans, l'enceinte à vide, les bobines, les coquilles et les accessoires, constitue une masse globale de 35 tonnes environ. Cet ensemble devant être mobile pour aller de son aire de montage à son emplacement près de SATURNE et se centrer sur le faisceau, il a fallu le monter sur un châssis auto-porteur (*W*) (fig. 2). Ce châssis, qui permet l'écartement des bobines (*X*) sur des glissières (*K*) pour accéder à la chambre elle-même peut se mouvoir en translation, tourner sur lui-même et rattraper des défauts de direction. Il comporte 4 trains rouleurs (*L*), 1 jeu de 16 vérins hydrauliques (*Q*) permettant aux trains rouleurs de passer de leur position de translation à leur position de rotation, ou vice-versa, et un jeu de 20 vérins mécaniques sur lequel le châssis repose en position de travail. Les masses complémentaires (*J*) sont alors mises en place et l'ensemble ainsi réuni a une masse de 75 tonnes environ.

La chambre de 35 cm a fonctionné sans champ magnétique. Elle est en cours de montage dans les bobines.

L'ensemble de la chambre de 50 cm est en cours de fabrication.

Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

PAR

J.-C. BRISSON, J.-F. DETŒUF, P. FALK-VAIRANT, B. THEVENET
G. VALLADAS ET L. VAN ROSSUM

Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

INTRODUCTION

Beaucoup d'expériences de physique corpusculaire de haute énergie sont faites par la technique électronique des compteurs. Les compteurs les plus couramment utilisés (en raison de leur grande vitesse de réponse) sont des détecteurs à scintillations et des détecteurs Cerenkov, détecteurs fondés sur l'utilisation de photomultiplicateurs. On nomme télescope l'unité constituée par plusieurs détecteurs à scintillations ou détecteurs Cerenkov, connectés à des circuits d'analyse communs et disposés le long du faisceau de particules à étudier. Les mesures simultanées effectuées par les différents détecteurs d'un télescope ont pour but d'individualiser le passage d'une particule de direction déterminée et satisfaisant le cas échéant à certaines conditions de masse et de vitesse.

Le présent article décrit l'ensemble de l'appareillage électronique qui a été étudié pour les expériences de compteurs auprès de SATURNE. La première partie présente les différents types d'appareils nécessaires, la seconde décrit, à titre d'exemple, les ensembles de détecteurs et de circuits utilisés dans deux expériences.

PREMIÈRE PARTIE

1. Détecteurs

Les plastiques scintillants ont été développés et fabriqués par le groupe des Techniques Nucléaires du Service. Parmi les détecteurs Cerenkov qui ont été construits, citons un détecteur destiné à la mesure des rayonnements gamma de grande énergie par absorption totale dans un bloc de verre au plomb.

Les types de photomultiplicateurs sont groupés dans le tableau I. Leur gain élevé permet d'utiliser directement l'impulsion de sortie dans les circuits de coïncidences rapides. La chaîne d'alimentation des photomultiplicateurs tient compte du régime de fonctionnement de SATURNE (0,1 s de bombardement de la cible toutes les 3,2 secondes) : des grandes capacités entre les derniers étages permettent des fréquences moyennes de 10^6 impulsions par seconde pendant 0,1 s.

TABLEAU I

Photo-multiplicateur	Constructeur	Gains	Nombre d'étages	Diamètre de la photocathode (cm)	Δt (mμs)	l (mμs)	Observation
55 AVP	Radiotechnique	10^7 à 10^8	15	5	~ 5		
56 AVP	»	»	14	5	0,5	~ 2.10^{-9} s	
206	LEP	»	14	12			en développement
6810	RCA	»	14	5	5	~ 7.10^{-9}	
6810 A	»	»	14	5	2	~ 4.10^{-9}	
7046	»	»	14	12	3		
54 AVP	Radiotechnique	10^6 à 10^7	11	12	~ 10		
6099 B	EMI	~ 10^7	13	12	~ 8		

Δt : différence de temps de transit des électrons entre le centre et le bord de la photocathode (à 90 % du rayon maximum).

l : largeur à mi-hauteur des impulsions fournies pour un éclairement uniforme et isochrone de la photocathode.

2. Circuits de coïncidence et d'analyse

Le circuit de coïncidence du type additif a déjà été décrit [1] (voir tableau II). Un circuit de coïncidence différentielle décrit par R. Meunier [2] vient de subir des essais auprès de Saturne. Il est basé sur le principe de l'effacement mutuel de deux impulsions de polarités opposées qui se rencontrent dans un câble coaxial. Le temps de résolution est inférieur à 1 mμs.

Un sélecteur d'amplitudes d'impulsions est souvent nécessaire pour connaître la distribution de la hauteur des impulsions fournies par un détecteur, en particu-

TABLEAU II

Appareils	Caractéristiques	Fabrication	Observation
Circuits de coïncidence	— Type additif distribué Temps de résolution moyen : $\tau = 2.10^{-9}$ Fréquence maximum ~ 2.10^8 /s 2 réalisations : 4 coïncidences + 2 anticoïncidences ou 2 fois 3 coïncidences	Laboratoire	
	— Type « Garwin » $\tau \simeq 10^{-8}$ Coïncidence double	DE*	cf R.S.I. 24 (1953) p. 618
Trigger	— Type EFP 60 temps mort $\simeq 2.10^{-7}$ s Fréquence max. 2.10^5 /s	DE	
	— Type Cascode E88CC temps mort : 10^{-7} s Fréquence max. 10^7 /s	DE	cf J. Mey UCRL 8540
Echelles	Capacité 10^2, temps mort : 0,1 μs — 10^7 — 0,3 μs — 10^7 — 2,5 μs	Hewlett-Packard DE DE	Modifiées au laboratoire pour les mesures près de Saturne
Générateur de porte	Retard variable jusqu'à 1 s Largeur — —	DE	
Intégrateur	Constante de temps d'intégration variable de 10^{-8} à 10^{-2} s	Laboratoire	
Sélecteur d'amplitudes	10 canaux, temps mort $\simeq$ 2 μs	Intertechnique	(licence C.E.A.)
Alimentation régulée	3 000 V, 3 mA	CRC	
Amplificateurs	200 MHz gain 10, $Z_c = 200\ \Omega$	CRC Hewlett-Packard	
	200 MHz gain 25, $Z_c = 100\ \Omega$	DE	
Générateurs d'impulsions	— Relais à mercure et ligne à retard Fréquence coup par coup et 50 Hz p s Largeur minimum des signaux 10^{-9} s	ELA Licence C.E.A.	
	— à point fixe $10^2 - 10^3 - 10^4 - 10^5$ Largeur d'impulsion 3.10^{-8}	Laboratoire	

* Département d'Electronique du C.E.A.

lier par le spectromètre γ à absorption totale. L'appareil décrit par M. FIEHRER [3] répond bien au problème grâce à son temps mort relativement court : 2 μs environ.

3. Circuit de comptage et d'enregistrement

Le signal de sortie des circuits de coïncidence déclenche des triggers rapides qui sont connectés aux circuits de comptage.

L'ensemble de comptage utilisé actuellement est assez lourd. Il comporte des échelles 0,1 μs HEWLETT-PACKARD, 0,3 μs et 2,5 μs du Standard C.E.A. Ces appareils ont été modifiés pour être adaptés aux mesures près de la machine : mise en marche pendant le bombardement de la cible par un « signal porte » de 0,1 s ; remise à zéro électrique commune.

Plusieurs études, en cours au Département d'Electronique du C.E.A., laissent espérer l'apparition prochaine d'échelles condensées permettant une transcription automatique.

4. Appareillage auxiliaire

Le signal porte de mise en marche des échelles provient d'un générateur qui est commandé par un signal marquant le début du cycle de la machine.

Pour observer l'évolution de la fréquence instantanée de l'arrivée des particules pendant le bombardement de la cible, un intégrateur à faible constante de temps a été réalisé. Il est commandé par le circuit de coïncidence d'un télescope « moniteur » regardant dans la direction de la cible.

L'observation simultanée du signal de sortie de l'intégrateur et du signal porte permet de surveiller à la fois le temps, la durée du bombardement de la cible et la synchronisation correcte des échelles.

Des amplificateurs à grande bande passante du type distribué sont utilisés si le signal donné par un photomultiplicateur a une amplitude trop faible pour être utilisé directement.

5. Mesures et contrôle

Le fonctionnement correct de l'ensemble des circuits de détection et de comptage doit être contrôlé fréquemment. Ce contrôle doit se faire sur place, dans des conditions aussi voisines que possible de celles rencontrées dans l'expérience. Dans ce but, on produit des impulsions de temps de montée et de fréquence de répétition variés au moyen de générateurs d'impulsions, soit du type blocking soit à contact au mercure. Des oscilloscopes à temps de montée très court sont nécessaires pour le contrôle des circuits rapides.

6. Transmission

Les circuits se trouvent en général à plusieurs dizaines de mètres des détecteurs, à un endroit accessible pendant le fonctionnement de la machine. La liaison est assurée par des lignes coaxiales. Des câbles relient les photomultiplicateurs au panneau de distribution le plus proche qui est relié à un panneau correspondant dans la salle de mesures. Dans le cas particulier où l'atténuation des fréquences élevées par ces liaisons entraînerait une perte non négligeable dans la définition du temps, le circuit de coïncidence est placé à proximité du détecteur. Nous donnons, dans le tableau III, les différents types de câbles qui ont été utilisés.

TABLEAU III

Câble utilisé		
100 MD : $Z_c = 100\ \Omega$ $\varnothing = 10$ mm polystyrène plein	Filotex	18 liaisons fixes entre la salle de mesures et le hall de SATURNE à chaque poste de physicien
MC 100 cp 4 T : $Z_c = 100\ \Omega$ $\varnothing = 6$ mm Mousse de polystyrène	Tréfileries et Laminoirs du Havre	
100 14 EG : $Z_c = 100\ \Omega$ $\varnothing = 14$ mm Polystyrène aéré	Tréfileries et Laminoirs du Havre	8 liaisons entre la salle de mesure et le hall par poste
75 MD : $Z_c = 75\ \Omega$ $\varnothing = 10$ mm Polystyrène plein	Filotex	10 liaisons entre la salle de mesure et le hall par poste utilisé pour la H.T. des photomultiplicateurs

DEUXIÈME PARTIE

EXPÉRIMENTATION AUPRÈS DE SATURNE

Actuellement, les faisceaux secondaires pour les expériences d'électronique s'obtiennent par spiralisation lente des protons sur des cibles placées à l'intérieur de la chambre à vide (méthode de la dent de scie). La durée des faisceaux secondaires est variable entre 1 et 100 ms. L'extension du faisceau jusqu'à 100 ms abaisse la fréquence instantanée des impulsions dans les détecteurs et circuits d'analyse en dessous des limites tolérables (quelques 10^6/s pour les circuits de coïncidence et 10^5/s pour les échelles).

Nous décrirons sommairement les expériences d'électronique en cours pour montrer l'esprit de l'utilisation de l'appareillage.

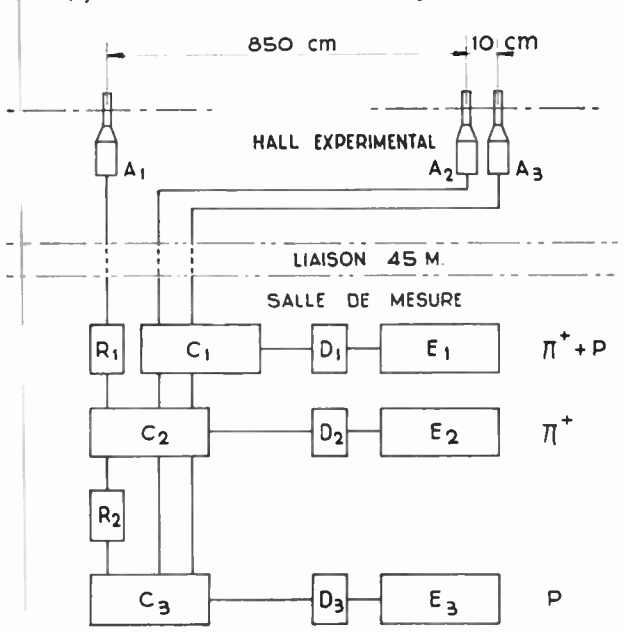


FIG. 1. — **Mesures de temps de vol.**

A_1, A_2, A_3 : Scintillateurs et Photomultiplicateurs.

R_1, R_2 : Retards variables de 0 à 60 nanosecondes.

C_1, C_2, C_3 : Circuits de coïncidences distribués.

D_1, D_2, D_3 : Discriminateurs rapides.

E_1, E_2, E_3 : Echelles rapides (τ = 0,1 µs).

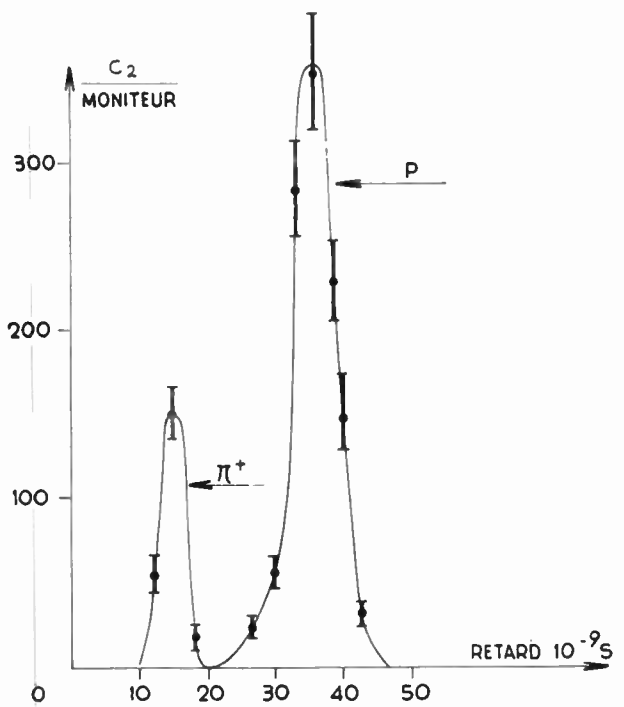


FIG. 2. — **Courbe de Temps de vol à 600 MeV/c sur une base de 6 m.**

1. Pollution en protons d'un faisceau de π^+ de haute énergie

Dans le faisceau N° 1 (voir p. 607), nous avons étudié la pollution de protons dans l'image des mésons π^+. Pour ceci, un compteur A_1 est placé quelques centimètres avant l'absorbeur et deux compteurs A_2 et A_3 sont placés au point 20.35. Le principe de la mesure consiste à profiter de la différence des temps de vol des π^+ et des protons (vitesse des π^+ de 1 BeV : 0,99 c ; vitesse des protons contaminant le faisceau : 0,76 c).

Le schéma électronique de principe est donné dans la figure 1.

Le circuit C_1 compte les particules qui arrivent au point 20.35. R_1 et R_2 sont ajustés de telle manière que C_2 compte les mésons π^+ et C_3 les protons.

La figure 2 montre, pour le circuit C_2, la séparation par le temps de vol (retard R_1 variable) des π^+ et des protons pour un moment de 600 MeV/c.

2. Mesure de la section efficace totale $\pi^+ + p$

Le but de l'expérience est de mesurer l'absorption des π^+ et π^- dans une cible d'hydrogène liquide. Pour ceci, la cible à hydrogène liquide est située dans le faisceau n° 3 (voir p. 607) à 19 mètres de la machine. Les détecteurs sont placés aux positions respectives suivantes :

			centre cible		
A_1	A_2		A_3	+	A_4
| 1,5 m |		4,8 m	| 1,0 m	0,7 m |	

Le schéma électronique de principe est donné dans la figure 3. Les π entrant dans la cible sont dénombrés par l'échelle E_1. D'autre part, le signal à la sortie de C_1 est mis en coïncidence avec le compteur A_4. D_1 et D_2 sont remis en coïncidence dans C_3. Les signaux

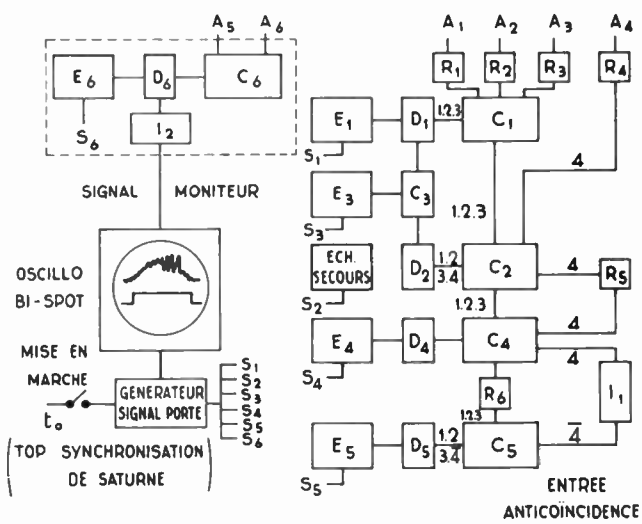


FIG. 3. — **Mesure de la section efficace totale P par la méthode de transmission.**

C_1, C_2, C_4, C_5, C_6 : Circuits de coïncidence distribués.

C_3 : Circuit de coïncidence lent.

D_1, D_2, D_4, D_5, D_6 : Discriminateurs rapides à EFP 60.

R_1, R_2, R_3, R_4, R_6 : Boîtes à retard ajustable de 0 à 60 nanosecondes

R_5 : retard fixe.

E_1, E_2, E_3, E_4, E_5, E_6 : Echelles rapides (τ = 0,1 ou 0,3 µs).

I_1 : Amplificateur distribué 200 MHz utilisé en inverseur.

I_2 : Intégrateur.

provenant de ces circuits sont mis en forme de telle sorte que toute impulsion comptée par E_3 est nécessairement comptée par E_1. D'autre part, nous avons vérifié que, en plaçant A_4 contre A_2 et A_3 l'efficacité de A_4 est pratiquement égale à 100 %.

La différence $E_1 - E_3$ correspond donc bien aux particules qui ont été diffusées ou absorbées, déduction faite des coïncidences fortuites. Ces coïncidences fortuites sont mesurées par C_4 en plaçant un retard de 10^{-7} s dans la voie correspondant à A_4. (En principe, les coïncidences fortuites ne dépassent pas 1 % du nombre d'interactions).

Une autre méthode pour faire la mesure consiste à mesurer directement les particules qui ont interagi. Cette mesure est effectuée comme contrôle par le circuit C_5 dans lequel la voie A_4 est en anticoïncidence par rapport à A_1 A_2 A_3.

Un télescope de deux scintillateurs (5 et 6) placé en dehors du faisceau étudié est utilisé comme moniteur et permet de vérifier que les mesures E_1 sont proportionnelles aux nombres de protons qui ont frappé la cible à l'intérieur de la machine.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BRISSON J.C., VALLADAS G. et VAN ZURK R., Colloque Int. Electronique Nucléaire, Paris 1958.

[2] MEUNIER R. et DAVIDSON G., *Rev. Sci. Instr.*, 1957, **28**, 1010.

[3] FIEHRER M. et PAGES A., Colloque Int. Electronique Nucléaire, Paris 1958.

Expérience à la chambre de Wilson effectuée par le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique auprès de l'accélérateur Saturne au C.E.N. de Saclay

PAR

A. ASTIER

Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique

Le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique met actuellement au point auprès de l'accélérateur SATURNE du C.E.N. de Saclay une expérience consistant en l'étude des modes de désintégration du méson lourd K_2^0. Cette expérience est effectuée à la chambre de Wilson dans les conditions suivantes.

Une cible (de cuivre) est placée dans la chambre à vide du synchrotron. Le faisceau de protons en traversant la cible produit toutes sortes d'interactions, en particulier crée des particules instables telles que les mésons lourds K_2^0.

La chambre de Wilson W est placée en vue directe de la cible, et reçoit toutes les particules venant de la cible et traversant les collimateurs percés dans les murs de protection, à l'exception des particules chargées électriquement qui sont «balayées» par l'aimant A. Le faisceau qui pénètre dans la chambre est donc un faisceau de particules neutres qui comprend surtout des neutrons et quelques K_2^0 (les photons sont matérialisés par un écran de plomb placé devant l'aimant balayeur).

Parmi ces K_2^0 un certain nombre se désintègrent spontanément dans la chambre. L'expérience consiste à déterminer la nature et les caractéristiques des particules chargées provenant de la désintégration. Dans cette expérience les neutrons constituent un « fond » gênant, mais impossible à éliminer.

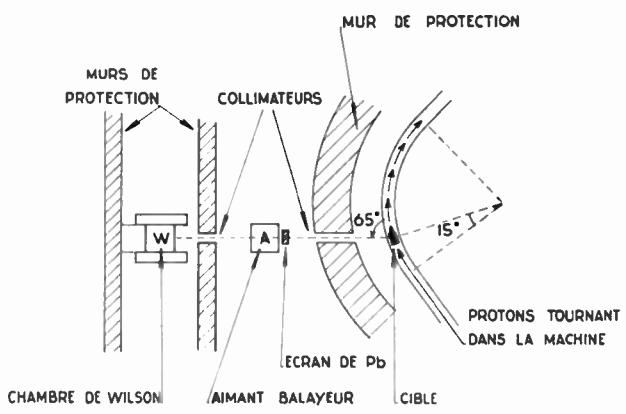


FIG. 1

1. Avantages et inconvénients de la chambre de Wilson

La chambre de Wilson est un instrument bien connu. Il a été le premier et est demeuré pendant longtemps le seul instrument susceptible de rendre « visibles » les trajectoires des particules. On sait qu'il consiste en une enceinte fermée, emplie d'un gaz, en général monoatomique (hélium, argon), dans laquelle on introduit une petite quantité d'un liquide tel que l'alcool éthylique. Une détente rapide (adiabatique) du mélange argon-alcool provoque un abaissement de température. Si le taux de détente est suffisant, sans être trop élevé, il y a condensation de l'alcool préférentiellement sur les centres chargés électriquement.

Dès lors, si, au moment de la détente une particule traverse le volume de la chambre — ou vient de le traverser — on voit apparaître un chapelet de gouttelettes produites par la condensation de l'alcool sur les ions créés par la particule sur son passage.

Rappelons que le principe de la chambre à bulles est assez semblable. Dans ce dernier instrument, qui se compose d'une enceinte contenant un liquide mis en état de surchauffe par une détente, on voit apparaître sur le trajet suivi par les particules un chapelet de bulles, début d'ébullition qu'on arrête immédiatement par une recompression.

Les avantages et les inconvénients des deux instruments sont essentiellement liés au fait que le fluide occupant le volume utile de la chambre à bulles est un milieu dense (liquide) alors que ce n'est pas le cas pour la chambre de Wilson (gaz à pression ordinaire). Cette différence de densité a les conséquences suivantes :

1.1. Les ions créés par le passage des particules se recombinent en des temps très courts dans la chambre à bulles, alors qu'il n'en est rien dans le cas de la chambre de Wilson. Il en résulte qu'on peut utiliser les particules elles-mêmes pour déclencher la chambre de Wilson par un système adéquat de compteurs dont les impulsions sont amplifiées et mises en coïncidences alors qu'on ne peut le faire avec la chambre à bulles. C'est ainsi que la chambre de Wilson a pu être utilisée très efficacement dans l'étude des phénomènes nucléaires provoqués dans la matière par le rayonnement cosmique. La chambre à bulles est au contraire inutilisable dans ce domaine, et d'une manière générale, chaque fois qu'on veut déclencher sur un phénomène de type « bien déterminé ».

1.2. Le revers de la médaille est que, dans les chambres de Wilson, les ions ne se recombinent pas, et doivent être éliminés en faisant « tomber le brouillard » (1), processus qui demande plus d'une minute, alors que la recombinaison quasi-instantanée des ions dans les chambres à bulles fait que celles-ci sont prêtes à fonctionner à nouveau dès la recompression terminée (moins d'une seconde).

(1) Il faut également et surtout éliminer les « germes neutres » qui sont les centres d'une condensation très fine.

Il en résulte que les chambres à bulles sont des instruments tout à fait adaptés à la cadence de fonctionnement des accélérateurs (une accélération toutes les 3 à 4 secondes), alors que les chambres de Wilson ne peuvent utiliser qu'un cycle sur cinquante au maximum.

1.3. Dans les chambres à bulles la densité de matière est telle que d'une part les phénomènes nucléaires à étudier peuvent être créés au sein même du liquide, d'autre part les particules neutres (invisibles) produites dans les diverses réactions ont une certaine probabilité de s'y matérialiser en particules chargées « visibles », enfin les particules chargées qui sont fortement freinées (par leurs interactions électromagnétiques) s'arrêtent souvent dans le liquide ce qui permet d'observer leurs produits de désintégration s'il s'agit de particules instables. Il en résulte qu'on peut déjà dans l'espace réduit des chambres à bulles de taille moyenne voir un phénomène nucléaire au complet, *a fortiori* dans les grandes chambres qui s'achèvent actuellement.

Rien de semblable dans les chambres de Wilson.

1.4. Mais il y a un envers à tout. Lorsque le nombre de particules neutres qu'on ne peut éliminer est grand — c'est le cas qui nous occupe ici — les chambres à bulles sont inutilisables, parce que les particules chargées produites par l'interaction des neutres constituent un « fond » qui masque le phénomène à étudier.

2. Caractéristiques de la chambre de Wilson utilisée à Saclay

C'est ainsi que le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique a été amené, pour réaliser l'expérience décrite ci-dessus, à construire une chambre de Wilson de grandes dimensions. En effet, cette expérience ne peut se faire à la chambre à bulles à cause du « fond » dû aux nombreux neutrons qui accompagnent le K^0_2.

La chambre de Wilson utilisée a un volume utile de $108 \times 92 \times 60$ cm^3. Elle est éclairée par la décharge de deux bancs de condensateurs de 1 200 µF chacun, chargés à 4 000 volts, à travers deux tubes au xénon de 90 cm de long (énergie lumineuse pour chaque photo = 20 kilojoules).

Elle baigne dans un champ magnétique de 7 500 gauss (susceptible d'être porté à 11 500 gauss) fourni par deux bobines de Helmholtz à conducteur d'aluminium creux, refroidi par circulation d'eau (poids de l'aluminium : 6 tonnes) parcouru par un courant de 3 750 A (susceptible d'être porté à 5 250 A).

Les bobines sont alimentées par l'un des deux groupes redresseurs de 2,25 MW installés par le C.E.N. de Saclay auprès de SATURNE pour les besoins des expérimentateurs.

Pour satisfaire aux besoins de l'expérience les dispositions suivantes ont été adoptées pour la chambre :

2.1. Afin de réduire au maximum le fond dû aux interactions des neutrons dans la paroi et dans le gaz de la chambre, la paroi d'entrée est constituée par une feuille de duralumin de 3/10 mm d'épaisseur seulement en forme de calotte sphérique et le gaz de la chambre est un mélange hélium-argon à 80 % d'hélium. Cela doit permettre de réduire à 120 contre 1 le nombre relatif d' « étoiles » de neutrons (interactions) dans la paroi d'entrée et le gaz de la chambre par rapport aux désintégrations des K_2^0.

2.2. La chambre comporte deux écrans de cuivre horizontaux (parallèles au faisceau de particules neutres pénétrant dans la chambre) destinés à mettre en évidence la nature des « secondaires » des K_2^0, c'est-à-dire des particules créées dans sa désin-

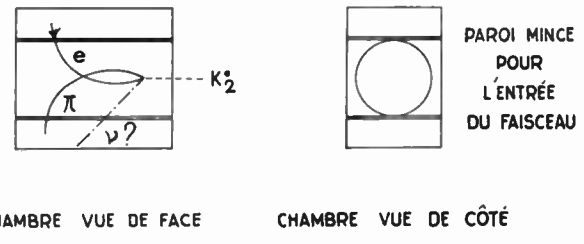


FIG. 2. — Les particules neutres K_2^0 et ν ont été figurées pour faciliter la compréhension mais, bien entendu, elles ne laissent aucune trace dans la chambre.

tégration. Les mésons π et μ doivent être différenciables par leurs pertes d'énergie par collision (électromagnétiques) à la traversée des écrans. Quant aux électrons ils doivent être identifiables par les gerbes photoélectroniques qu'ils produisent à la traversée des mêmes écrans.

La mesure des courbures des trajectoires fournit les quantités de mouvement des particules. La chambre est équipée de quatre appareils photographiques à axes optiques parallèles, deux visant l'écran du haut, deux l'écran du bas.

3. Le K_2^0

3.1. *Les mésons K. Vie moyenne et modes de désintégration*

Les mésons lourds qu'on dénote tous par la lettre K, affectée d'un indice (supérieur) +, − ou 0 selon qu'ils ont une charge électrique positive ou négative ou qu'ils n'en ont pas, sont des particules qui apparaissent dans certaines réactions nucléaires. Leur masse est sensiblement égale à 965 fois la masse de l'électron alors que la masse des mésons légers π et μ sont respectivement égales à 273 fois et 207 fois la masse de l'électron.

Les mésons lourds sont instables, en ce sens qu'ils se « désintègrent » spontanément au bout d'un temps plus ou moins long en donnant deux ou trois particules plus légères : mésons légers, électrons, neutrinos. Par exemple, le mode de désintégration le plus fréquent du méson K^+ est le mode :

$$K^+ \longrightarrow \mu^+ + \nu$$

Un méson lourd bien déterminé, le méson K^+ par exemple, a plusieurs modes de désintégration possibles, et l'on ne peut prévoir avec certitude le mode suivant lequel il va se désintégrer. Par contre le temps au bout duquel en moyenne il se désintègre suivant l'un quelconque de ces modes est bien déterminé, c'est sa « vie moyenne ». Une autre caractéristique de la particule est la fréquence relative avec laquelle elle se désintègre suivant un mode donné.

3.2. *Les deux K^0*

Le comportement de la contrepartie neutre des mésons K chargés est beaucoup plus difficile à comprendre.

On observe expérimentalement que la particule K^0 créée dans un choc nucléaire subit un dédoublement de personnalité :

— dans la moitié des cas elle se désintègre en $\pi^+ \pi^-$ avec une vie moyenne courte ($\sim 10^{-10}$ s) ; on dit que l'on observe un K_1^0 ;

— dans l'autre moitié des cas elle se comporte comme une particule à longue vie moyenne ($\sim 10^{-7}$ à 10^{-8} s) ; on dit que l'on observe un K_2^0.

Ce sont les propriétés (vie moyenne, modes de désintégration) du K_2^0 qui seront étudiées au moyen de la chambre de Wilson de l'Ecole Polytechnique.

BUDGET

Le budget de Saturne

PAR

R. MAILLET et R. FLORENT

Département du Synchrotron Saturne
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Avant d'entreprendre la construction du synchrotron de Saclay, on disait d'une formule saisissante : « Un franc par électron-volt ». On serait donc parti pour dépenser 1 750 millions de francs en première étape et 2,7 à 3 milliards au total.

Mais l'année 1954 a été consacrée uniquement à des études, en attendant la décision officielle. Puis, pendant les années de construction, le programme initial a été sensiblement accru par des additions et des renforcements tandis que, d'autre part, le niveau des prix montait de façon appréciable. Finalement, les crédits que nous avons gérés depuis le commencement jusqu'à la fin de 1958 (et qui n'étaient pas complètement dépensés à cette date), formaient un total de 3 322 millions de francs pour les seules dépenses extérieures relatives à la machine proprement dite :

— Bâtiments et voirie	1 034
— Aimant et Alimentation	995
— Vide, injecteur et son optique, chambre	460
— Electronique	360
— Ejection du faisceau	230
— Rechanges, accessoires et divers	243
	3 322 MF

Mais ce total ne comprend pas le personnel et les prestations du C.E.A. (Commissariat à l'Energie Atomique) :

— Etudes préliminaires	118
— Années de construction et de mise en route (1955-1958)	1 830
	1 948 MF

Les effectifs employés par le C.E.A. pour le projet SATURNE ont bien entendu connu des fluctuations appréciables mais ils se sont tenus en moyenne aux environs de cent hommes, ou un peu plus. Les dépenses internes du C.E.A. comprennent, outre les rémunérations de ce personnel et les charges sociales, la fourniture de fluides, de petits matériels et de matières consommables, d'appréciables prestations fournies par les services généraux du Centre de Saclay et enfin, sauf en 1958, une notable participation aux frais généraux du Centre et du Commissariat.

Ce n'est pas tout que de construire un grand accélérateur de protons, il faut encore rassembler autour de lui tout le matériel nécessaire aux expériences de physique qui seront faites avec ces protons. Et ce matériel est fort important. Le Service de Physique Nucléaire (devenu depuis Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie) avait arrêté un programme, fait des études et passé des commandes. Après sa création, le Département du Synchrotron SATURNE a reçu mission de conduire, d'entretenir, et éventuellement de construire, les gros instruments de physique que pourront utiliser tous les expérimentateurs venant travailler à Saclay. Le Service de Physique Corpusculaire de son côté, continuait des études et des constructions d'instruments pour ses besoins particuliers.

A la fin de 1958, on peut estimer les crédits ouverts pour les équipements de physique (mais non totalement dépensés) à 2 950 millions de francs.

— Bâtiments techniques et laboratoires	1 139
— Aimants focalisateurs, déflecteurs et analyseurs	296
— Sources de courant continu stabilisées	337
— Chambres à bulles d'hydrogène	552
— Autres instruments et équipements	626
	2 950 MF

Les tableaux I et II donnent une décomposition plus détaillée des investissements réalisés, ou en cours à fin 1958.

L'exploitation a commencé au début de 1959. Les Physiciens, qu'ils appartiennent au Commissariat

TABLEAU I

SYNCHROTRON SATURNE PROPREMENT DIT

Etudes préliminaires (1954)		118	
Personnel et prestations du C.E.A. (1955-1958)	1 805	1 830	1 948
Personnel extérieur détaché (1955-1958)	25		
Bâtiment			
Bâtiments provisoires		12	
Hall de la machine et ses annexes :			
Génie civil	482		
Installations générales	168	700	994
Installations spéciales	50		
Mur mobile de protection		192	
Prorata honoraires d'architecte industriel		90	
Aimant			
Modèles	66	82	
Alimentation modèles	16		
Aimant et bobines	535	555	
Enroulements correcteurs	20		995
Alimentation aimant	208	222	
Alimentation enroulements correcteurs	14		
Réfrigération		100	
Mesures magnétiques		36	
V.O.I.C.			
Van de Graaff		198	
Optique d'injection		50	
Chambre	46		460
Sections droites	27	73	
Pompes		139	
Electronique			
Haute Fréquence et Cavité		173	
Détection du faisceau		83	
Poste central de commande	64		360
Poste de contrôle des radiations	16	104	
Cadencement automatique	24		
Ejection du faisceau (en cours de réalisation)			230
Rechanges, accessoires et divers			243
Routes et abords			40
Total Machine :			5 270

TABLEAU II

EQUIPEMENTS DE PHYSIQUE

Bâtiment			
Hall aimants et convertisseurs :			
Génie civil	146		
Installations générales	126	343	
Installations spéciales	71		
Hall des chambres à bulles d'hydrogène		152	1 139
Laboratoires		568	
Prorata honoraires architecte industriel		76	
Aimants		296	
Convertisseurs tournants		152	
Redresseurs à ignitrons 4,5 MW		120	633
Compléments divers et Accessoires		65	
Chambres à bulles d'hydrogène (en cours de réalisation		502	552
Liquéfacteurs d'hydrogène (en cours)		50	
Equipements généraux des physiciens		580	
Spectromètre de vitesses		30	626
Etudes extérieures		16	
Total des équipements de physique			2 950

ou qu'ils viennent d'autres Laboratoires, comme celui du Professeur LEPRINCE-RINGUET à l'Ecole Polytechnique, doivent apporter les matériels et instruments spéciaux dont ils ont besoin pour leurs expériences. Mais par contre, le Centre de Saclay met gratuitement à leur disposition les gros appareils banalisés (aimants, chambre à bulles, etc.) confiés à la gestion du Département SATURNE, et les temps de machine qui leur sont accordés suivant un programme d'exploitation dont l'orientation générale est délibérée au sein d'un Conseil d'Utilisation que préside le Directeur du C.N.R.S. (Centre National de la Recherche Scientifique). Ce programme est ensuite déterminé par le Haut-Commissaire à l'Energie Atomique, entendu les avis d'un Comité de Direction.

Pour l'exercice 1959, le budget d'exploitation, sensu stricto, atteint un total de 495 MF. Mais ceci ne représente qu'une partie des dépenses annuelles ; il est bien certain que de nouveaux instruments devront être acquis ou construits, suivant les progrès de la physique nucléaire, et que la protection contre les radiations devra être largement renforcée à mesure que le nombre des heures d'utilisation (actuellement 16 heures par jour 5 jours par semaine) et l'intensité du faisceau iront en augmentant.

Autour des grandes machines américaines, on a pu constater que les dépenses totales restent, pendant une année d'exploitation, du même ordre de grandeur que pendant une année de construction. On peut donc s'attendre à un budget annuel total de 1,5 milliard de francs.

Il est bien évident que d'une part l'importance des capitaux investis autour d'une machine dont la vie utile paraît devoir être d'une dizaine d'années, et d'autre part l'importance du budget d'exploitation de cette machine, imposent à tous ceux, physiciens, ingénieurs et techniciens, qui travaillent autour de SATURNE, l'impérieux devoir de ne rien négliger pour en tirer tout le profit possible et pour lui faire produire des fruits qui honorent la Science française.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

CIRCUITS DE COMMANDE A TRANSISTORS POUR TUBE COMPTEUR TYPE MBST

PAR

J. BLIAUX et P. GUTMANN

Département d'Electronique,
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

I — INTRODUCTION.

Un dispositif ne comportant que des transistors et permettant la commande du « Magnetron Beam Switching Tube » M.B.S.T. 6701 (Haydu) [1] [2] [3] dans une gamme de fréquences comprises entre 0 et 1 MHz, est décrit dans les pages suivantes.

On rappelle, pour mémoire, que le tube 6701 est constitué de 10 cellules identiques réparties uniformément sur un cylindre. Chaque cellule (d'ordre pair et impair) comprend une cible, un déflecteur et une grille de commande. La cathode unique, à chauffage indirect, émet un faisceau d'électrons que l'on peut diriger et maintenir sur une cellule par la combinaison d'un champ électrique radial et d'un champ magnétique axial créé par un aimant cylindrique, extérieur au tube. La commutation d'une position à l'autre s'effectue par l'intermédiaire de signaux négatifs d'une amplitude déterminée, appliqués aux grilles (fig. 1).

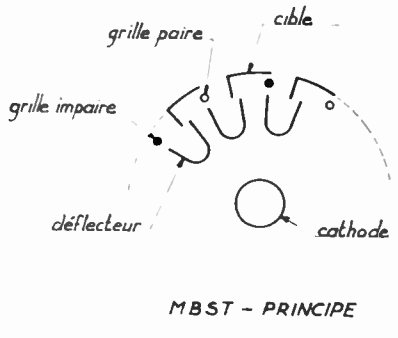


Fig. 1. — Principe de construction du MBST

La lampe est dite « mise en clair » lorsque le faisceau ne se trouve pas verrouillé sur une cible. Dans ces conditions les électrons tournent librement autour de la cathode.

Il existe, selon le constructeur, différents procédés de commande du tube [4].

1° Commande par un signal unique.

Toutes les grilles d'ordres pair et impair sont réunies entre elles. Le signal d'attaque est appliqué à l'ensemble.

2° Commande par deux signaux alternés.

Les grilles de même parité sont interconnectées par construction. Les signaux d'attaque sont envoyés alternativement à chacun des deux groupes. La fonction de répartition est assurée par l'intermédiaire d'une bascule (ou d'un transformateur symétrique) dont chaque moitié est reliée à chaque groupe de grilles. Le couplage bascule — M.B.S.T. peut être effectué par liaisons directes ou capacitives [5].

L'expérience montre qu'un net avantage s'établit en faveur de la méthode d'attaque par liaisons directes et signaux alternés. Un tel procédé permet d'éviter les difficultés inhérentes aux variations du niveau moyen observées au point A de la figure 2, en fonction de la fréquence de fonctionnement (dues conjointement aux courants de grilles du M.B.S.T. et à l'emploi d'une source de polarisation à forte résistance interne).

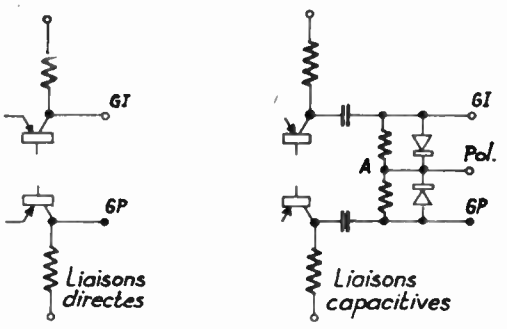


Fig. 2. — Dispositif schématique d'attaque des grilles.

II — PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Le dispositif étudié comporte 3 parties fondamentales différentes (fig. 3) :

1° circuits de commande ;

2° circuits d'alimentation ;

3° circuits de remise en clair et de remise à zéro.

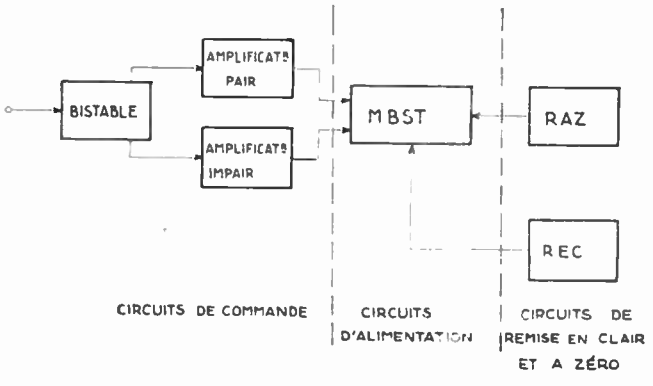


Fig. 3. — Schéma fonctionnel.

II-1. Circuit de commande.

La figure 4 reproduit le schéma détaillé du montage. Une bascule rapide à 4 transistors reçoit et répartit alternativement dans les voies paire et impaire les impulsions d'attaque destinées au tube. Deux amplificateurs de tension, couplés par liaisons directes avec l'étage bistable, engendrent dans leurs collecteurs les signaux de commande des grilles, d'une amplitude égale à − 20 V. On utilise, dans ce but, 2 transistors PNP au silicium OC 470 ($V_{ce\ max} = -30$ volts ; $f_\alpha \simeq 6$ MHz).

Le circuit doit être commandé par des impulsions positives provenant d'un générateur à faible impédance de sortie (amplitude $\geqslant 3$ volts ; durée $\simeq 0{,}5\ \mu s$; temps de montée $\leqslant 0{,}2\ \mu s$).

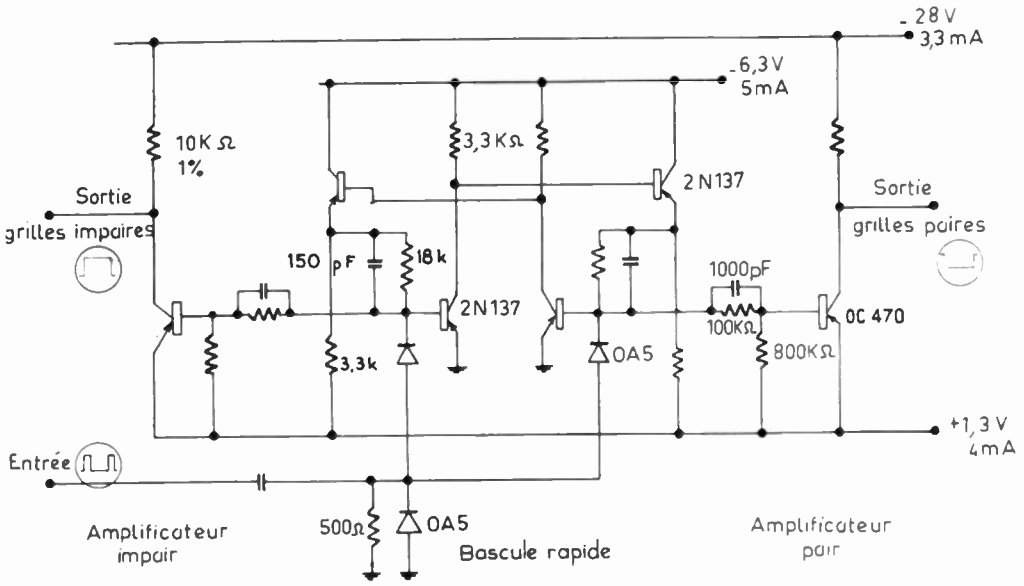


FIG. 4. — Circuits d'attaque des grilles.

II-2. Circuit d'alimentation.

Les signaux d'attaque précédents portent alernativement le potentiel des grilles du M.B.S.T. aux valeurs 0 et – 20 volts (fig. 5). La tension de retour de la cathode, fixée par un pont de résistances, est égale à – 12,5 V. Le courant de 0,8 mA traversant une résistance découplée de 1,2 kΩ ramène ce potentiel à – 11,5 V.

Les cibles et les déflecteurs sont polarisés vers + 7,5 V. La tension d'alimentation globale du tube est fixée à 20 V.

Le réglage des polarisations étant effectué, le montage fonctionne normalement lorsqu'on procède à des échanges sur le M.B.S.T. ou les transistors.

L'expérience montre que les performances du montage ne sont pas modifiées lorsqu'on adopte une valeur de la résistance de charge des cibles inférieure ou égale à 10 kΩ.

II-3. Circuits de remise en clair et de remise à zéro.

La remise en clair (REC) est obtenue en interrompant le faisceau, soit par ouverture de la ligne d'alimentation des déflecteurs du M.B.S.T. soit par élévation du potentiel de la cathode. Dans l'exemple de la figure 5, une impulsion positive fournie par un oscillateur bloqué effectue cette opération (nombre de spires du transformateur : 50 × 50 × 80).

La remise à zéro (RAZ) est l'opération, qui succédant à une REC, consiste à verrouiller le faisceau sur une cible préalablement choisie comme origine, en abaissant le potentiel du déflecteur correspondant ; on utilise dans cette intention un transistor NPN (2 N 169) normalement bloqué. L'interruption (REC) momentanée du courant dans la cathode du tube commande spontanément le débit dans le transistor et par suite provoque la capture du faisceau électronique par le déflecteur.

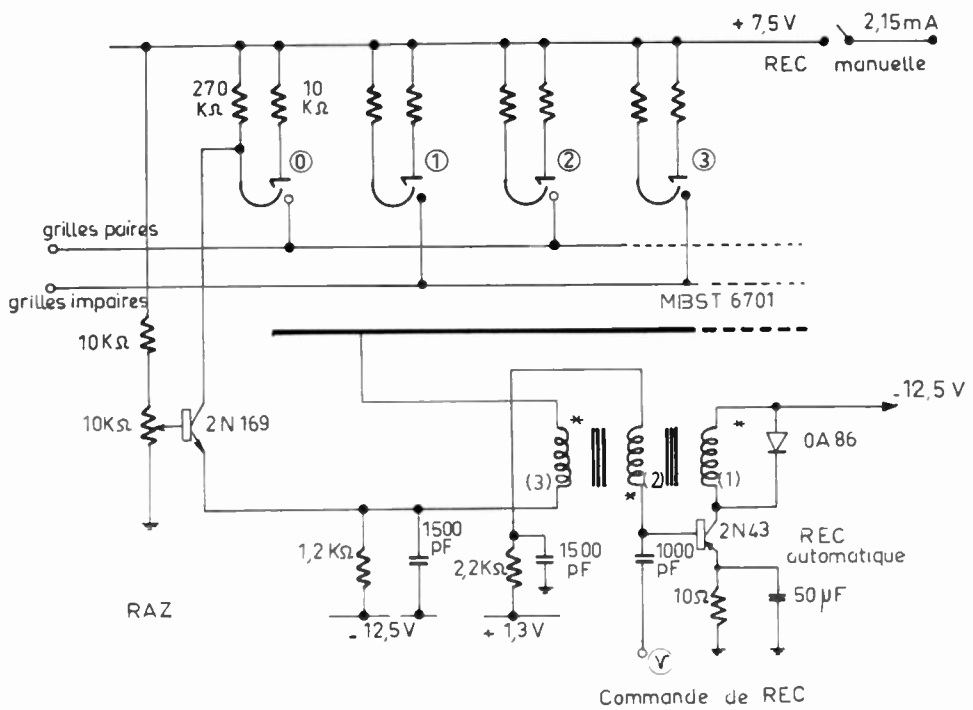
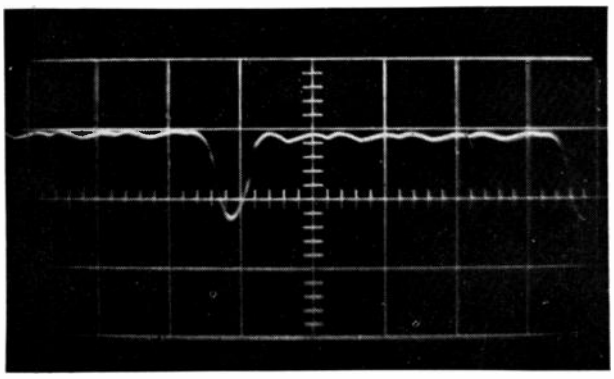


FIG. 5. — Circuits de polarisation.

III — PRÉLÈVEMENT D'UN SIGNAL SUR LE M.B.S.T.

L'arrêt et le passage du faisceau électronique sur une cellule peuvent être reconnus et utilisés en sortant un signal soit dans la cible, doit dans le déflecteur correspondant.

L'opération s'effectue sans difficulté lorsqu'on prélève directement ce signal dans la cible, car la résistance de charge, de valeur inférieure ou égale à 10 kΩ, est faible devant la résistance interne du tube (fig. 6*a* et 6*b*).



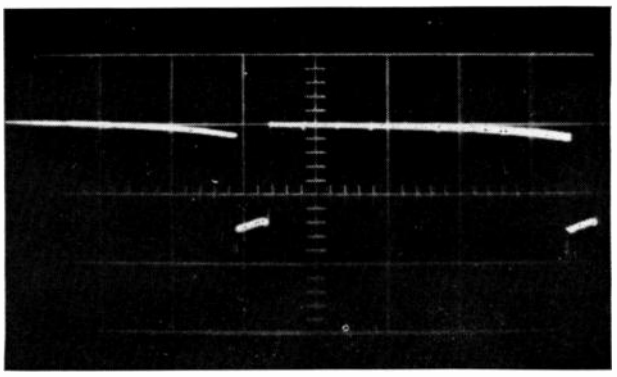


FIG. 6*a* et 6*b*. — Signaux prélevés dans une cible.

a) 1 MHz — 2 µs/division — 5 volts/division. *b*) 20 kHz — 100 µs/division — 5 volts/dkvision

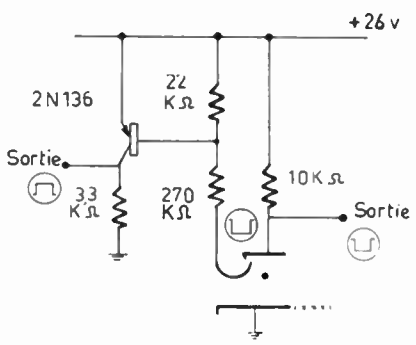


FIG. 7. — Circuit de sortie dans un déflecteur.

La sortie du signal de déflecteur aux bornes de 270 kΩ nécessite l'introduction d'un transistor pour effectuer un passage de haute à basse impédance. Le schéma utilisé est représenté par la figure 7. Lorsque le faisceau électronique n'est pas dirigé sur la cellule considérée, le déflecteur est chargé par une résistance de l'ordre de 290 kΩ, si l'on néglige la valeur de l'impédance d'entrée du transistor bloqué.

Quand le faisceau parvient sur la cellule, le potentiel du déflecteur s'abaisse et un certain courant (70 microampères) traverse la jonction base-émetteur, qui présente une résistance très inférieure à 22 kΩ. Le transistor est alors excité et on recueille un signal positif dans son collecteur (fig. 8*a* et 8*b*).

IV — CONCLUSION.

Le circuit d'attaque avec couplages continus autorise l'emploi du M.B.S.T. 6701 dans la gamme 0 – 1,2 MHz. Un fonctionnement correct, à fréquence fixe, à été obtenu jusqu'à 1,7 MHz.

L'utilisation de transistors plus rapides ($f_\alpha \geqslant 10$ MHz) permettrait de commander le tube au-delà de 2 MHz, en améliorant la rapidité des fronts des signaux d'attaque des grilles.

BIBLIOGRAPHIE

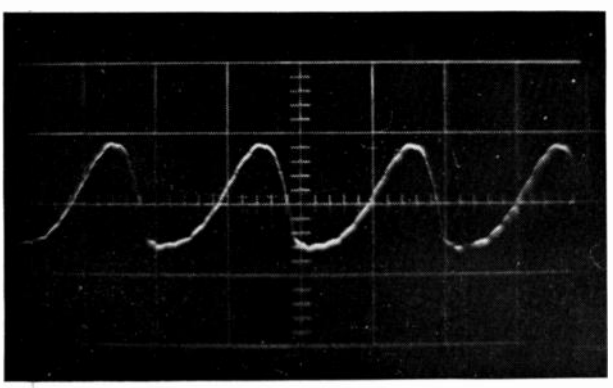
[1] S.P. FAN. — The Magnetron Beam Switching Tube. *J. of B.I.R.E.* 1955, juillet ; 335-354.

[2] Saul KUCHINKY (Burroughs Corp. N.J.). Magnetron Beam Switching Tubes. Conférence présentée en 1956 à Western Electronic Show and Convention.

[3] John BETHKE — New Applications for Beam Switching Tubes. Electronics 1956, 29, 4. 122-125.

[4] BURROUGHS CORPORATION. — Beam Switching Tube Circuits for MBST 6700 and 6701. Note technique publiée par le constructeur en 1956.

[5] J.P. DUCHEMIN, P. GUTMANN. — Sélecteur de temps de vol à transistors. *Onde Electrique* 1958, 377, 378 ; 648-653.



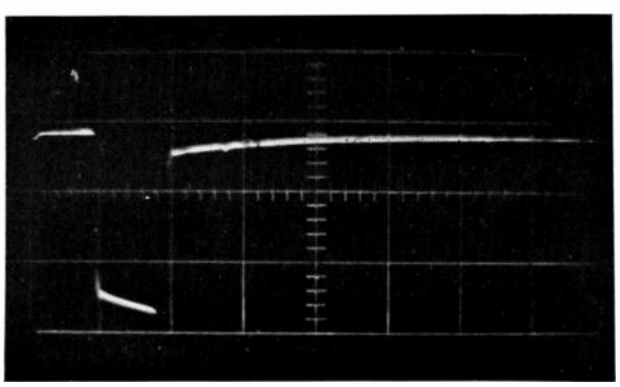


FIG. 8*a* et 8 *b*. — Signaux prélevés dans le collecteur de l'amplificateur de sortie.

a) 1 MHz — 5 µs/division — 2 volts/division. *b*) 20 kHz — 50 µs/division — 2 volts/division.

SUR L'INTÉRÊT DES SEMI-CONDUCTEURS INTERMÉTALLIQUES DANS LES UTILISATIONS DE L'EFFET HALL EN CIRCUIT OUVERT

par G. LAMBERT
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

Nous avons montré dans un récent article [1] que la différence de potentiel de Hall, *en circuit ouvert*, maximum, compatible avec un échauffement limité, était proportionnelle à la quantité $\sqrt{k\mu}$, où k est le coefficient de Hall d'un semi conducteur N et μ la mobilité des électrons, tandis que le rendement d'un générateur de Hall en charge est proportionnel à la mobilité μ.

L'examen des valeurs de $\sqrt{k\mu}$, dans le cas de substances peu sensibles à l'action de la température (on fixe le taux d'impuretés de manière que $\frac{1}{k}\frac{dk}{dT} \leqslant 0{,}1\ \%$ par degré C) tendrait à placer sur le même plan les composés intermétalliques $I_n A_s$ et $I_n S_b$, d'une part, le Silicium et le Germanium, d'autre part. La grande mobilité des premiers est en effet compensée par le coefficient de Hall élevé des seconds. Le très faible coefficient de température du Silicium le ferait même considérer comme le matériau de choix pour ces utilisations.

En réalité, comme nous l'avons rappelé dans une précédente lettre [2], la d.d.p. de Hall en circuit ouvert peut s'écrire :

$$U(B) = \frac{k}{h} BI + U_o(B)$$

Le terme $U_o(B)$ indique que les électrodes de Hall ne sont pas rigoureusement sur la même équipotentielle, dans une induction magnétique nulle, mais au contraire décalées de la longueur Δx. D'où :

$$U_o(B) = \frac{1}{\gamma}\frac{x}{lh} I f(B^2)$$

où : γ = conductivité

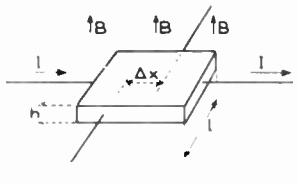
$f(B^2)$ = coefficient de magnéto résistance ($f(o) = 1$)

La d.d.p. de Hall en circuit ouvert, proprement dite, est

$$u(B) = \frac{k}{h} B I = U(B) - U_o(B).$$

C'est cette quantité qui intervient dans toutes les utilisations. $U_o(B)$ apparaît donc comme une erreur sur u, qui se traduit par une diminution de la précision et de la linéarité. Dans le magnétomètre à effet Hall, par exemple, on est ainsi amené à imposer, pour atteindre la précision de 10^{-3},

$$\frac{[U_o(B)]_{B=o}}{[u(B)]_{B=1000\ gauss}} \leqslant 1\ \%$$



D'une façon générale, on cherchera à avoir :

$\varepsilon = \frac{U_o(B)}{u(b)}$ aussi petit que possible. Or :

$$\varepsilon = \frac{\frac{1}{\gamma}\frac{\Delta x}{lh} I f(B^2)}{\frac{k}{h} B I} = \frac{1}{\gamma k}\frac{\Delta x}{l}\frac{f(B^2)}{B}$$

Dans le cas des semi conducteurs de type N :

$\gamma = \mu\, ne$

$k \# \frac{1}{ne}$

$\frac{f(B^2)}{B}$ est d'autant plus grand que μ est plus élevée.

ε sera donc d'autant plus petit que la mobilité des porteurs de charges, μ, sera plus grande.

On voit donc que l'emploi des semi-conducteurs intermétalliques, de grande mobilité, est préférable non seulement dans le cas des générateurs de Hall, fournissant de la puissance de Hall, mais également dans les utilisations où les électrodes de Hall sont laissées en circuit ouvert.

Cette conclusion reste valable dans le cas où l'on envisage d'annuler $U_o(B)$ par déformation des équipotentielles dans le cristal (montage à 5 électrodes). Rappelons en effet que plus $U_o(B)$ est grand, plus on doit polariser les 2 parties de l'électrode de commande dédoublée. Il passe alors entre les 2 parties de l'électrode un courant i plus grand, et qui, produisant un échauffement supplémentaire, limite l'intensité de commande I que l'on peut faire passer dans le cristal.

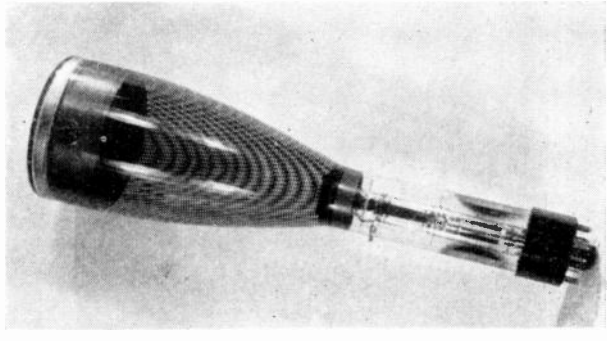
Bibliographie

[1] L. Koch, G. Lambert. Onde Electrique, janvier 1959.

[2] G. Lambert. Lettres à l'Onde Electrique. août-septembre 1958.

UN TUBE A RAYONS CATHODIQUES A POST-ACCÉLÉRATION POUR L'ÉTUDE DES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Le tube à rayons cathodiques DH 13-78 récemment présenté par la S.A. La Radiotechnique (voir le Compte-Rendu du dernier Salon de la Pièce Détachée, dans le numéro de mars de l'Onde Electrique) est un tube à post-accélération de 12 kilovolts présentant les mêmes caractéristiques générales que le tube américain



T54 équipant les grands modèles d'oscilloscopes. Il en diffère seulement par le courant de filament ($I_f = 0{,}3$ A, au lieu de 0,6 A). L'écran, absolument plan et métallisé, a un diamètre de 13 cm. Les deux paires de plaques de déviation sortent directement sur des contacts latéraux très courts sortant sur le col de l'ampoule. Ainsi, l'étude des fréquences élevées se trouve extrêmement facilitée par la faiblesse de valeur des capacités internes entre les plaques de déviation et entre les paires de plaques. Les sensibilités de déviation verticale et horizontale sont très élevées, respectivement 0,65 et 3 V/mm avec 10 kV de post-accélération.

L'électrode finale de post-accélération, en forme d'hélice (voir illustration) portée à une tension de 12 kV, permet d'obtenir une répartition uniforme du champ électrique et une très grande luminosité des oscillogrammes. Le nouvel écran H, vert, à persistance moyenne, convient aussi particulièrement bien pour l'observation des fréquences élevées et des phénomènes transitoires très brefs.

R.A.

BIBLIOGRAPHIE

Les tubes aux hyperfréquences, par J. VOGE. Un vol. 15 × 25 cm, 262 pages, 128 figures, 8 planches, 4 tableaux (Eyrolles, Paris 1959). Relié. — Prix : 4 300 F.

Cet ouvrage présente d'une façon remarquablement claire un sujet d'autant plus difficile à traiter qu'il est encore en pleine évolution.

M. VOGE a réussi à réunir dans un volume de dimensions modestes l'essentiel des connaissances de base qui sont nécessaires aux étudiants des Etablissements d'enseignement supérieur spécialisés dans le domaine maintenant si vaste de la Radioélectricité.

Dans un texte où aucune question importante n'a été omise, les lecteurs trouveront exposées avec élégance les propriétés, parfois difficiles à imaginer, de structures relativement complexes et dont le mécanisme interne échappe à une analyse simple.

M. VOGE a le mérite de ne pas cacher cette complexité et d'avoir trouvé un juste équilibre entre les développements mathématiques que les spécialistes ont été amenés à faire, l'analyse physique des phénomènes principaux, et la description pratique des formes constructives et des propriétés. L'ensemble est fort bien illustré par des courbes et des photographies qui donnent une vue très complète du sujet.

La rédaction ainsi faite augmente la portée de ce livre, lequel constituera un ouvrage de référence précieux pour les ingénieurs qui ont à utiliser les tubes fonctionnant aux fréquences très élevées.

R.W.

La localisation des valeurs caractéristiques des matrices et ses applications, par Maurice PARODI, Professeur au Conservatoire national des Arts et Métiers; préface de Henri VILLAT. Un vol. XII, 172 p., 24×15,5 cm, (Gauthier-Villars, Paris 1959). — Prix : 3 700 F.

La théorie et l'usage des matrices carrées sont devenus familiers à tous les mathématiciens, physiciens et ingénieurs. Les valeurs caractéristiques ou valeurs propres de celles-ci en constituent un élément essentiel ; la localisation la plus précise possible de ces nombres est un problème fondamental.

Voici, à ma connaissance, le premier livre au monde consacré à cette question. C'est déjà une raison pour qu'il ait un très grand intérêt. D'autre part, de très nombreux et importants travaux sur ce problème ont été faits par l'auteur. Celui-ci était donc particulièrement qualifié pour en parler.

Ce livre est divisé en six chapitres. Le premier contient un rappel des principales définitions et propriétés classiques des matrices carrées et de leurs valeurs caractéristiques. Le deuxième est consacré aux critères de régularité de ces matrices. Une matrice est dite régulière, lorsque le déterminant correspondant n'est pas nul. J. HADAMARD a donné en 1903 des conditions suffisantes pour qu'il en soit ainsi. Mais de nombreux autres travaux, dus à différents auteurs, ont perfectionné et généralisé les conditions de J. HADAMARD.

Le chapitre III, fondamental, traite de la localisation des valeurs caractéristiques d'une matrice dans le plan complexe. Le résultat fondamental est dû à un mathématicien russe, GERCHGORIN, qui, en 1931, a montré qu'on peut définir un domaine formé de cercles, dans lequel se situent les valeurs caractéristiques. Mais, ici encore, de très nombreuses études ont ensuite développé les conséquences de ce travail et l'ont amélioré. D'autres méthodes fécondes ont été aussi approfondies.

Le chapitre IV donne l'application des diverses méthodes de localisation des valeurs caractéristiques à l'étude de la stabilité des machines mathématiques analogiques. C'est en effet une application pratique très importante. Dans la plupart des machines analogiques actuellement en usage, leur fonctionnement est stable si une certaine matrice est définie positive. Des critères empiriques ont été données, que l'auteur discute, à la lumière des résultats du chapitre précédent.

Le chapitre V étudie les zéros des polynômes et leur localisation dans le plan complexe. Il s'agit, là encore, d'applications de résultats du chapitre III. Les valeurs caractéristiques d'une matrice sont, en effet, les zéros d'un certain polynôme. Ce chapitre contient un paragraphe consacré aux zéros des polynômes définis par une relation de récurrence, avec application aux polynômes de Legendre et à ceux d'Hermite.

Enfin, le chapitre VI est relatif aux zéros d'un déterminant dont les éléments sont des polynômes. De tels déterminants interviennent dans la théorie des petits mouvements et en mécanique quantique. On forme une matrice, dont les valeurs caractéristiques sont opposées aux zéros du déterminant donné.

L'exposé est clair, avec de nombreux exemples et applications. Le livre est donc très commode et très utile. Il aura beaucoup de succès. Une petite remarque pour les éditions futures : je crois qu'il sera utile d'ajouter un index alphabétique, destiné à compléter les indications de la table des matières.

L.R.

Electronique générale (Deuxième Edition), par A. BLANC-LAPIERRE, G. GOUDET, P. LAPOSTOLLE. Un vol. 16 × 25 cm, 504 pages, 265 figures (Eyrolles, Paris 1959). Relié : 6 700 F.

Voici la seconde édition d'un ouvrage qui a connu un large succès. Le texte actuel comporte, outre quelques corrections de détail, des additions et des remaniements importants qui le mettent à jour des derniers progrès. Rédigé dans le même esprit que précédemment — on se souvient que l'ouvrage tire son origine d'un cours destiné aux élèves de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications — il continue à s'adresser à des lecteurs du niveau de la licence ès sciences ; il leur donne une vue synthétique des principaux phénomènes et théories physiques sur lesquels sont basées les nombreuses applications de l'électronique.

La première partie est consacrée aux propriétés électromagnétiques de l'électron, rattachées aux lois fondamentales de l'électricité et de la mécanique. L'aspect classique et l'aspect relativiste sont successivement examinés. On traite ensuite de la technique du vide en indiquant en particulier les nouveautés qui ont été suscitées par les besoins des laboratoires de physique nucléaire : pompes à diffusion à gros débit, pompe à titane, pompes ioniques.

La partie suivante concerne les divers phénomènes d'émission électronique par les solides : émission thermoélectronique, émission secondaire, émission photoélectrique, émission froide. La compréhension des divers effets mis en jeu exigeant une bonne connaissance de la théorie moderne des solides, on a dû commencer par exposer celle-ci. On a introduit les notions de mécanique et de statistique quantiques qui se sont révélées indispensables et ont permis notamment de classer les solides en trois catégories : les conducteurs, les isolants et les semi-conducteurs. L'importance pratique des phénomènes de bruit dans les dispositifs électroniques à conduit à placer ensuite un chapitre sur les fluctuations.

Enfin, une dernière partie est consacrée à l'optique électronique et à ses applications les plus importantes. Elle renferme d'abord l'exposé des lois et méthodes générales. Puis, on trouve successivement des chapitres sur les lentilles électroniques et les canons à électrons, les microscopes électroniques et ioniques, les échanges d'énergie entre faisceaux d'électrons et ondes électromagnétiques, les tubes pour hyperfréquences, les accélérateurs de particules. Ces deux derniers chapitres ne sont pas traités comme une succession de monographies isolées concernant les divers dispositifs utilisés mais les propriétés de ceux-ci sont déduites de concepts généraux.

L'ouvrage est suivi de cinq appendices qui fournissent des détails sur des sujets particuliers pour lesquels le développement mathématique aurait alourdi exagérément le texte : éléments de calcul des probabilités, mécanique statistique classique, étude du potentiel dans un faisceau électronique, méthode de focalisation à gradients alternés, application de l'espace des phases aux problèmes de focalisation.

R.O.E.

Les organes des systèmes asservis, par M. PELEGRIN, J.C. GILLE et P. DECAULNE. Un vol. 19 × 27 cm, 478 pages, 530 figures (2e édition) (Dunod, Paris 1959). Broché : 5 200 F. Relié : 5 700 F.

L'idée directrice de cette étude est que les organes d'un système asservi doivent être considérés comme les parties d'un tout et donc être étudiés à la fois du point de vue de la théorie des asservissements et de leur adaptation deux à deux.

Permettant l'étude d'un projet complet, cet ouvrage expose les méthodes à employer pour déterminer et choisir les organes qui doivent constituer un système asservi.

Après un rappel de la théorie des systèmes linéaires et non linéaires, l'adaptation d'impédance est traitée dans sa généralité c'est-à-dire à partir de la théorie des quadripôles : les auteurs distinguent l'adaptation de quadripôles électriques, mécaniques et le cas de quadripôles de couplages (électro-magnétiques).

Il faut noter ensuite une présentation des différents éléments qui constituent une chaîne : détecteurs, moteurs électriques et hydrauliques, amplificateurs.

Trois exemples de calcul permettront au lecteur de suivre les méthodes exposées sur des cas réels, les chapitres eux-mêmes sont illustrés d'exemples donnant un calcul des principaux organes.

Ainsi cet ouvrage qui comporte encore des fiches donnant les ordres de grandeur des matériels disponibles commercialement, rendra des services aux praticiens utilisateurs ou constructeurs de l'automatisme, comme aux étudiants et élèves-ingénieurs, désireux de s'initier aux systèmes asservis.

R.O.E.

Méthodes numériques. — Interpolation. — Dérivées, par J. KUNTZMANN. Un vol. 15 × 25 cm, 272 pages, 60 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 3 600 F.

On peut constater que l'apparition des machines à programme a profondément bouleversé les méthodes de calcul traditionnelles. Parallèlement à l'extension de leur utilisation, il devenait souhaitable de faire le point de nos connaissances dans le domaine numérique.

Le Professeur KUNTZMANN a choisi de présenter dans cet ouvrage, le sujet sous la forme d'une étude approfondie d'un des chapitres fondamentaux de l'analyse numérique plutôt qu'un traité couvrant l'ensemble du calcul.

Il donne une vue d'ensemble des théories de l'interpolation et de leur application à la dérivation approchée. Ces théories trouvent leur application dans l'établissement, la vérification et l'utilisation des tables. Elargissant le sujet qu'il s'était proposé, il étudie, entre autres, les cas de points confondus ou de fonctions autres que les polynômes.

Le sujet est dans son ensemble assez classique ; il reste pourtant d'actualité et certains points, en particulier tout ce qui est relatif aux fonctions de plusieurs variables, nécessite de nouvelles études. Les matières présentées sont d'autre part, le point de départ obligé pour l'étude des problèmes d'intégration (quadratures, cubatures, équations différentielles, et aux dérivées partielles).

L'ouvrage s'adresse plus particulièrement aux mathématiciens, professeurs et étudiants des Facultés, aux candidats aux Grandes Ecoles et aux professeurs de l'enseignement du Second Degré.

R.O.E.

Lignes de transmission et filtres pour très hautes fréquences, par L. LIOT. Un vol. 14 × 22 cm, 210 pages, 205 figures (Dunod, Paris 1959). Broché : 2 700 F.

En utilisant des fréquences de plus en plus élevées, la radioélectricité, on le sait, a considérablement étendu le champ de ses applications : radioguidage, radar, télévision, liaisons troposphériques.

L'auteur de ce manuel expose le fonctionnement des lignes de transmission et des filtres VHF et amène le lecteur, à partir de notions fondamentales, à la réalisation des dispositifs à lignes résonnantes, utilisés couramment dans le domaine des hautes fréquences.

On y trouve aussi des méthodes pratiques de calcul avec abaques et diagrammes de Smith qui permettent de déterminer à l'avance caractéristiques et performances des divers éléments. Enfin, ce livre présente l'intérêt de fournir au non-spécialiste des exemples de réalisation qui l'aideront à construire avec succès les organes très variés que nécessite la technique moderne des ondes de très courte longueur.

R.O.E.

Analyse de variance et plans d'expériences, par D. DUGUE et M. GIRAULT. Un vol. 14 × 22 cm, 84 pages (Dunod, Paris 1959). Broché : 800 F.

Dans le cadre d'une collection d'ouvrages, dirigée par M. G. DARMOIS, qui traitent de la diffusion des méthodes statistiques et de leur contribution à la résolution des problèmes concrets, ce manuel expose les principaux résultats obtenus sur l'analyse de variance et ses applications.

Nous pouvons en effet constater que les mathématiques et spécialement le calcul des probabilités reçoivent actuellement des applications dans de nombreux domaines : contrôle de fabrication psychologie, établissement de plans d'expériences, études économiques, sciences sociales, administration des entreprises...

Dans une introduction, le lecteur trouvera un résumé des résultats du calcul des probabilités qui sont utilisés au cours de l'ouvrage puis, le problème général de l'expérimentation scientifique est posé.

L'analyse de variance se rattache à une question plus vaste : celle des plans d'expériences. Citons à ce sujet, une étude sur la manière de conduire une expérience en considérant en particulier son coût et sa durée.

R.O.E.

Théories des graphes et ses applications, par C. BERGE. Un vol. 15,5 × 24 cm, 288 pages, 117 figures (Dunod, Paris 1959). Relié : 3 400 F.

Des points représentant des individus, des cités, des corps chimiques... joints entre eux par des traits ou des flèches, sont d'un usage courant dans les disciplines les plus diverses : sociogrammes (psychologie), simplexes (topologie) circuits électriques (physique), diagrammes d'organisation (économie)... Le mathématicien allemand D. KÖNIG, sans doute le premier, a proposé d'appeler « graphes » de tels schémas et d'en étudier systématiquement les propriétés.

Depuis le livre de König, Théorie der Endlichen und Unendlichen Graphen, on a fait d'innombrables progrès. Ce sont ces progrès ainsi que le résultat de recherches personnelles qui font l'objet de l'ouvrage de M. BERGE.

Son livre, s'il intéresse les mathématiciens, est l'exposé d'une technique que peuvent également envisager d'utiliser spécialistes des télécommunications, physiciens, sociologues, économistes.

R.O.E.

Electrotechnique à l'usage des ingénieurs. Tome I. Principes, par A. FOUILLE. Un vol. 16 × 25 cm, 516 pages, 650 figures (5e édition) (Dunod, Paris 1959). Broché : 2 100 F.

Ce livre (destiné plus spécialement aux élèves des Ecoles Nationales d'Ingénieurs des Arts et Métiers) fait état de la tendance actuelle à l'adoption du plan proposé par Ampère suivant lequel l'action d'un courant électrique sur un autre devient la base de l'électromagnétisme, puis du magnétisme, le second dérivant du premier par la théorie des courants ampériens.

Cette conception nouvelle est liée à une autre évolution en faveur du système MKSA Giorgi dont une unité fondamentale, l'ampère, se définit par l'action d'un courant sur un courant et dont aucune des unités dérivées n'est liée à un fluide magnétique fictif.

C'est selon cette optique que l'auteur a traité la nouvelle édition de son ouvrage, notamment les chapitres qui se rapportent à l'électromagnétisme, adoptant le système MKSA sous la forme dite rationalisée. Cependant, pour ménager les transitions, il a donné en complément toutes les formules dans les systèmes E.S.C.G.S. et E.M.C.G.S.

R.O.E.

Cours de radio-électricité. — Tome II. — Haute Fréquence, par G. THALMANN (Préface de W. ERB). Un vol. 15 × 21 cm, 320 pages, 393 figures (Dunod, Paris 1959). Broché : 2 600 F.

Cette étude fait suite à un premier tome intitulé « Basse Fréquence » et traite, comme ce dernier, des fondements de l'électronique et de la radio-électricité surtout en ce qui concerne la Haute Fréquence.

A côté des problèmes classiques tels que le rayonnement électromagnétique, les ondes et leur propagation, les circuits à haute fréquence, les éléments de circuits oscillants, des questions telles que les oscillations de relaxation et les cadres munis de ferrite, dont l'étude s'avère utile pour la compréhension des techniques nouvelles, sont abordées.

Cet ouvrage est destiné essentiellement aux monteurs d'appareils à courant faible, aux futurs radio-électriciens ainsi qu'aux praticiens désireux de se perfectionner.

R.O.E.

Aide-mémoire Dunod. — Electronique, par H. ABERDAM. Un vol. 10 × 15 cm, 448 pages, 250 figures (Dunod, Paris 1959). Relié : 580 F.

Dans ce nouvel « Aide-mémoire », l'auteur traite d'une façon approfondie de l'électronique et de la radio-électricité théorique, des mesures, aux très hautes fréquences et de la propagation des ondes électromagnétiques.

L'utilisateur y trouvera également exposées des questions telles que la modulation de fréquence, les antennes directives (de radar et autres), les circuits non linéaires, questions qui nécessitent des connaissances mathématiques assez poussées.

R.O.E.

Guide technique de l'électronique professionnelle (2e édition). Deux vol. 22 × 28 cm, 1.100 pages (Publicité et Editions Techniques, Paris 1959). Reliés : 5 500 F.

Considérablement augmentée, la deuxième édition de ce guide de l'industrie électronique française (1re édition, 1957) est, à l'aube du Marché Commun, un ouvrage quadrilingue : français, anglais, allemand et italien.

Après une introduction explicative et un éditorial, la première partie comprend un certain nombre d'articles présentant par le texte et l'illustration photographique, les possibilités et les réalisations tant en France qu'à l'étranger de l'industrie électronique française dans le domaine des télécommunications (faisceaux hertziens, émetteurs, radar), des calculateurs, de l'électronique nucléaire, des appareils de mesures, des tubes électroniques, des semi-conducteurs et de la pièce détachée professionnelle.

Après un index des annonceurs constituant la deuxième partie, la troisième partie est la réunion de catalogues techniques condensés bilingues (français et anglais) de nombreux constructeurs et importateurs français.

La quatrième partie est la liste alphabétique des constructeurs, sous-traitants et importateurs, qu'ils soient ou non annonceurs, avec pour chacun l'indication de ses fabrications ; cette partie est complétée par une liste des firmes étrangères représentées en France avec l'indication de leur représentant. La liste par spécialités des constructeurs, sous-traitants et importateurs constitue, avec une liste cumulative alphabétique quadrilingue des diverses spécialités, la cinquième partie.

Les sixième et septième parties sont consacrées à la structure syndicale de l'industrie électronique, à la presse technique, au recrutement et à la formation professionnelle du personnel.

Cet ouvrage, très bien présenté et illustré (nombreuses quadrichromies), complété par un service de renseignement permanent à l'administration du guide, sera apprécié des utilisateurs français et européens qui y trouveront une documentation importante et efficace sur les constructeurs et les matériels électroniques français.

J.G.

COMMUNIQUÉS

SALON ALLEMAND DE LA RADIO DE LA TÉLÉVISION ET DU DISQUE

Ce Salon, biennal, aura lieu du 14 au 23 août 1959 à Francfort-sur-le-Main et présentera exclusivement des nouveautés en appareils et accessoires. Un effort très important de la Communauté de Travail des Radiodiffusions Allemandes en fera un centre d'émission TV et Radio-FM. Comme prélude à ce Salon, et pour inciter tous les Européens à aller en août à Francfort, le Comité d'organisation avait convié en juin 22 directeurs de revues techniques européennes, appartenant à onze pays différents. M. G. GINIAUX, directeur des Editions Chiron, était l'un des deux Français invités, et il a pu prendre contact avec des industriels Allemands, notamment M. W. MAYER, directeur du Conseil d'Exportation, le Docteur RICHTER, directeur et le Docteur BECKMANN, intendant général de la Radiodiffusion de Hesse, M. STEIN, de la Chambre des constructeurs radio et TV, etc. La visite du Salon de Francfort, qui va s'étendre en août sur 63 000 m² de terrain présentera certainement un grand intérêt pour les industriels français. Les équipements TV et FM de l'Allemagne Fédérale méritent également attention. La revue *TSF et TV* publie en juillet un reportage, abondamment chiffré, sur ces questions.

BROUILLAGE DES IMAGES DE TÉLÉVISION PAR LES SIGNAUX PARASITES

Nous avons commencé, dans notre numéro de mai 1959, la publication de l'article de M. GOUSSOT sur *le brouillage des images de télévision.*

La fin de cette étude sera publiée dans notre numéro de juillet.

OFFRES D'EMPLOI

O.128. — Grande Compagnie d'Electricité recherche, pour sa division Nucléaire, Ingénieur Technico-Commercial, bonnes connaissances Physique Générale et Electricité. Expérience industrielle indispensable. Diplôme Génie Atomique serait apprécié. Adresser Curr. vitæ et prét. à Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O.129. — Importante Société de Télécommunications à Paris demande pour ses nouveaux laboratoires :

— Ingénieurs grandes Ecoles pour conduite d'études de techniques nouvelles.

— Agents Techniques Laboratoires — toutes catégories — avec expérience professionnelle télécommunications et hyperfréquences.

Adresser C.V. et prétention à Société des Radioélectriciens qui transmettra.

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon . — Dépôt légal : 3e trimestre 1959. — I. [illegible] 5. — 4.900. 578 E. 20. — La gérante : Mme Chiron.

FRAMATOME

LA SOCIÉTÉ FRANCO-AMÉRICAINE DE CONSTRUCTIONS ATOMIQUES

DONT LES SOCIÉTÉS ACTIONNAIRES SONT :

★ LES FORGES ET ATELIERS DU CREUSOT
★ LE MATÉRIEL ÉLECTRIQUE S-W
★ LES FORGES ET ATELIERS DE CONSTRUCTIONS ÉLECTRIQUES DE JEUMONT
★ LA SOCIÉTÉ DE MODERNISATION INDUSTRIELLE
★ MERLIN ET GERIN
★ LA COMPAGNIE INDUSTRIELLE DE TRAVAUX
★ LA SOCIÉTÉ PARISIENNE POUR L'INDUSTRIE ÉLECTRIQUE

... entreprend toutes études et réalisations techniques se rattachant directement ou indirectement à l'Energie atomique.

FRAMATOME aborde les problèmes se présentant dans l'industrie nucléaire avec l'expérience de la Société Américaine WESTINGHOUSE et celle de ses Sociétés actionnaires.

FRAMATOME

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 150.000.000 DE FRANCS

Siège social :

36, QUAI NATIONAL - PUTEAUX (Seine)

BOBINAGES pour Equipements

PROFESSIONNELS ET "GRAND PUBLIC"

Etudes et Réalisations

DÉPARTEMENT PROFESSIONNEL

- Self-inductances pour filtres
- Transformateurs de liaison et d'adaptation.
- Oscillateurs
- Selfs d'arrêt et de correction pour Téléphonie, Enregistrement, Télécommande, Sondage, Contrôle industriel et physiologique, Cinéma, Transmissions, Télécommunications

DÉPARTEMENT GRAND-PUBLIC

- Bobinages H.F., accord par C.V. ou noyau plongeur
- Bloc d'accord "Synchromatic" pour poste voiture.
- Transformateurs M.F.
- Oscillateurs, chocs et filtres
- Antennes ferrite.
- Mandrins moulés pour bobinages légers
- Jeux de bobinages pour récepteurs à Transistors, modèles pour circuits imprimés ou châssis

Dimensions hors-tout des transfos M.F. Ø 15 × 22

Consultez-nous

INFRA

16 bis RUE SOLEILLET · PARIS-20e
TÉL. MEN. 65-21 et la suite

URGENT

Sommes disposés à proposer premières commandes globales

QUELQUES MILLIERS D'APPAREILS

et d'autres commandes plus importantes à suivre régulièrement, dans l'avenir, pour les articles suivants :

a) Récepteurs portatifs à transistors, 7 à 9 transistors tropicalisés outre-mer, 3 à 4 gammes O.C. et P.O., prises antenne auto et P.U., antenne téléscopique, coffrets toutes grandeurs, bois gainés et plastiques.
b) Radio-phonos et radios de table, à transistors, tous modèles, toutes grandeurs, ébénisteries bois ou plastiques.
c) Electrophones à transistors, tous modèles de camping, mallettes et de table.
d) Magnétophones à transistors, tous modèles portatifs et de table.

Etc..., etc...

Correspondances avec catalogues, tarif EXPORT et conditions spéciales à adresser d'urgence :

Ets VIET-A Lienhiep Congty

N° 12, rue Ta-Thu-Thau, 12, à SAIGON (Sud-Viet-Nam)

LIBRARY, B...
NATIONA...
SEP 21 1959

39e ANNÉE - No 388-389
JUILLET - AOUT 1959
PRIX : 400 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

Projecteur trichrome PHILIPS. Surface de projection : 12 m².

Dans ce numéro : Émission radioélectrique des satellites artificiels, E. VASSY. — L'écoute des satellites artificiels, G. ARMIER. — Équipement de télémesure pour fusée, D. ECKHARTT. — Équipement de télévision médicale en couleurs, M. FAVREAU et S. SOFFER. — Ensemble de prise de vue pour le reportage télévisé, R. CAHEN et R. FONTENIT. — Télévision en couleurs utilisant l'analyse trichrome simultanée, A. NEPOMIASTCHY. — Réduction de la quantité d'information dans une image télévisée, A. V. J. MARTIN. — Brouillage des images de télévision par signaux parasites, L. GOUSSOT.

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

69, RUE DE MONCEAU ★ PARIS-VIII ★ TÉL. LAB. 60-50

ÉNERGIE NUCLÉAIRE • TÉLÉCOMMUNICATIONS • ÉLECTRONIQUE

ÉNERGIE NUCLÉAIRE

Projets et Constructions de réacteurs de puissance

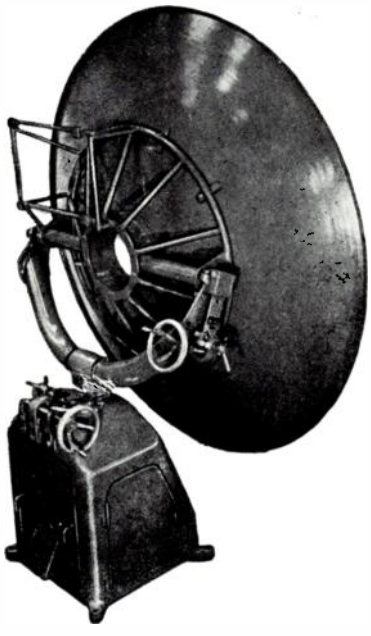
Chargement, déchargement Contrôle, Commande et Sécurité de réacteurs

ACOUSTIQUE SOUS-MARINE

CALCULATEURS

RADARS

APPAREILS DE MESURE SPÉCIALISÉS



TÉLÉCOMMUNICATIONS

Équipements terminaux et répéteurs pour téléphonie à courants porteurs

Câbles téléphoniques à longue distance et de réseau

Câbles coaxiaux

Bobines de charge

Equipements de Studios de Radiodiffusion

Eclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **JUILLET-AOUT 1959** **N° 388-389**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
L'émission radioélectrique des satellites artificiels	E. Vassy	647
L'écoute des satellites artificiels au centre de la R. T. F. de Limours	G. Armier	654
Un équipement de télémesure pour fusée ou ballon-sonde	D. Eckhartt	660
Equipement de télévision médicale en couleurs	M. Favreau J. Soffer	665
Progrès dans le domaine du reportage télévisé. Un nouvel ensemble de prise de vue ultra-léger	R. Cahen R. Fontenit	673
Matériel professionnel de télévision en couleurs utilisant l'analyse trichrome simultanée	A. Nepomiastchy	680
Note sur la réduction de la quantité d'information contenue dans une image de télévision	A. V. J. Martin	686
Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites *(suite et fin)*	L. Goussot	690
Activités et Vie de la Société		701
Informations :		
Documentation technique		709

Sur notre couverture :

Récepteur Philips pour projection de télévision en couleurs sur grand écran cinématographique. Cet appareil est le seul projecteur au monde donnant une surface de projection de 12 m². Cet équipement est en service, entre autres, à la Faculté de Médecine d'Aix-Marseille.

Philips E. L. A., 162, rue Saint-Charles, Paris XV^e^. — Tél. LECourbe 21.29.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6^e^ - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 3 700 F , Etranger, 4 100 F — Prix de ce numéro : 400 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6^e^ - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R.

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractue des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO-ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur eur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur eur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivites	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivite.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux .... +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique**.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

L'ÉMISSION RADIOÉLECTRIQUE DES SATELLITES ARTIFICIELS, par E. Vassy, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 647 à 653).

Description sommaire de la partie radioélectrique des satellites artificiels soviétiques et américains.

Exposé des études relatives à la haute atmosphère d'après la seule réception des signaux radioélectriques émis, sans avoir connaissance du code : densité de l'air, densité électronique d'après la mesure de l'effet Faraday ou de la réfraction.

Etude critique de ces méthodes.

L'ÉCOUTE DES SATELLITES ARTIFICIELS AU CENTRE DE LA R.T.F. DE LIMOURS, par G. Armier, *Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 654 à 659).

La conférence est divisée en deux parties :

a) *Les écoutes.*

Durée, répartitions, statistiques, influence de la position orbitale, propagations exceptionnelles.

b) *Les mesures de fréquences.*

L'accent est mis sur les particularités du système utilisé pour le 20 MHz. L'automaticité de la mesure est totale, le seul réglage à faire est le calage du récepteur sur la fréquence. La dérive s'inscrit automatiquement derrière un compteur.

On obtient la précision du cycle par des signaux inférieurs au microvolt à l'entrée du récepteur. La vitesse maxima est de l'ordre d'une mesure de fréquence toutes les deux secondes.

La conférence se termine par l'analyse de quelques courbes de dérive dues à l'effet Döppler.

EQUIPEMENT DE TÉLÉMESURE POUR FUSÉE OU BALLON-SONDE, par D. Eckhartt, *Laboratoire de Physique, Ecole Polytechnique, Paris.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 660 à 664).

Cet article décrit un système de télémesure sur 210 MHz construit pour transmettre les résultats d'un appareillage de mesure installé dans la pointe d'une fusée (ou en ballon-sonde). Le système se compose d'un émetteur, modulé par les signaux des appareils de mesure et alimenté par un convertisseur de tension à partir de batteries de 6 V continu, de l'antenne émettrice ou antenne-fusée, formée en partie par le corps de la fusée, et de la partie réception, utilisant une antenne hélice et un récepteur commercial. Deux exemples des appareils de mesure sont décrits dont un pour mesurer l'intensité globale de rayons cosmiques avec l'aide de compteurs Geiger-Muller.

ÉQUIPEMENT DE TÉLÉVISION MÉDICALE EN COULEURS, par M. Favreau et J. Soffer, *Ingénieurs au groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 665 à 672).

Après avoir exposé l'intérêt de la télévision en couleurs dans l'enseignement médical, les auteurs présentent l'équipement de prise de vues trichrome THV 140 dont on décrit les éléments : caméra, contrôle des voies, générateur de synchronisation et amplificateur d'équilibrage des couleurs ainsi que récepteurs.

PROGRÈS DANS LE DOMAINE DU REPORTAGE TÉLÉVISÉ. UN NOUVEL ENSEMBLE DE PRISES DE VUES ULTRA-LÉGER, par R. Cahen et R. Fontenit. *Département Etudes Télévision de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 673 à 679).

Après avoir rappelé l'intérêt d'une caméra portable et autonome dans le cadre du reportage télévisé, l'article se propose de décrire un nouvel équipement de ce type, présentant des progrès notables sur les réalisations précédentes.

Le matériel de prise de vues, semi-transistorisé, est léger et compact. L'émetteur incorporé, destiné à transmettre l'image au car de reportage, est modulé en amplitude dans les versions en Bande III et en Bande IV, ou modulé en fréquence dans la bande des 7 000 MHz.

Suit une description des équipements de réception et de stabilisation du signal reçu.

MATÉRIEL PROFESSIONNEL DE TÉLÉVISION EN COULEURS UTILISANT L'ANALYSE TRICHROME SIMULTANÉE, par A. Nepomiastchy, *Chef des Etudes du Centre ELA de la S.A. Philips.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 680 à 685).

1° *Principes généraux de la Télévision en couleurs :*
- *Rappel du principe fondamental de la colorimétrie.*
- *Synthèse trichrome.*
- *Possibilité de réduire la définition des « informations couleurs ».*
- *Système de codage conduisant à la réduction minimum de la largeur de la bande affectée à la transmission des signaux.*

2° *Description du matériel composant les équipements de Télévision en couleurs de la Société Philips :*
- *Caméras de prises de vues simultanées.*
- *Analyseurs de dispositifs à flying spot.*
- *Moniteurs en couleur équipés d'un tube à shadow mask.*
- *Projecteurs de Télévision en couleurs sur grand écran.*

3° *Conclusion.*

NOTE SUR LA RÉDUCTION DE LA QUANTITÉ D'INFORMATION CONTENUE DANS UNE IMAGE DE TÉLÉVISION, par A.V.J. Martin, *Docteur de l'Université de Paris, Professeur d'Electronique au Carnegie Institute of Technology, Pittsburg (U.S.A.).* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 686 à 689).

On évalue la quantité d'information contenue dans une image télévisée. On indique ensuite deux moyens simples de réduire de façon notable cette quantité d'information. Le premier consiste en une quantification des niveaux de luminosité de l'image. Le second procède de la corrélation élevée observée entre points adjacents. On applique les calculs au cas du standard français à 819 lignes.

LE BROUILLAGE DES IMAGES DE TÉLÉVISION PAR LES SIGNAUX PARASITES *(Fin)*, par L. Goussot, *Ingénieur en chef des Télécommunications.* Onde Electrique de juillet-août 1959 (pages 690 à 700).

L'image de télévision peut être perturbée par des signaux parasites. Ces signaux peuvent se classer en trois catégories, parasites récurrents, parasites erratiques continus et parasites erratiques discontinus. Des essais statistiques permettent de déterminer les rapports entre les caractéristiques du parasite et l'importance subjective de la perturbation qu'il produit. C'est le cas en particulier pour les parasites sinusoïdaux dont la gêne peut être traduite par des réseaux de courbes d'égale gêne. Ces résultats permettent de définir des circuits de pondération dont l'usage a été codifié par des Comités internationaux C.C.I.R. et C.C.I.T.T. Il faut noter l'importance des définitions et des méthodes de mesure pour éviter toute erreur d'interprétation des résultats.

SUMMARIES OF THE PAPERS

ADVANCES IN TELEVISION OUTSIDE BROADCAST EQUIPMENT. A NEW ULTRA LIGHTWEIGHT CAMERA EQUIPMENT, by R. CAHEN and R. FONTENIT, *Département Etudes Télévision de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 673 to 679).

After recalling the need for a portable and compact camera for outside broadcasts, a new equipment of this type, which shows a notable advance over its predecessors, is described in this article.

The picture taking apparatus which is partly transistor operated, is light and compact. The transmitter, which is incorporated, provides the means for transmitting the picture to the outside broadcast van (mobile control room). Amplitude modulation is used for the Band III and Band IV versions whilst frequency modulation is used for the 7 000 Mc/s version.

A description of the receiving equipment and the stabilisation of the received signal follows.

PROFESSIONAL SIMULTANEOUS THREE COLOUR TELEVISION EQUIPMENT, by A. NEPOMIASTCHY, *Chef des Etudes au Centre E.A de la S.A. Philips.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 600 to 685).

1° General Principles of Colour Television :
— Recapitulation of fundamental principle of colorimetry.
— Three colour synthesis.
— Possibility of reducing definition for reproduction of colour.
— Coding system for reducing to a minimum the bandwidth required for the transmission of the signals.

2° Description of Philips colour television equipment.
— Simultaneous picture pick-up cameras.
— Flying spot slide scanner.
— Shadow Mask tube colour monitors.
— Large screen television colour projectors.

3° Conclusions.

NOTE ON THE REDUCTION OF THE QUANTITY OF INFORMATION CONTAINED IN A TELEVISION PICTURE, by A.V.J. MARTIN, *Docteur de l'Université de Paris, Professeur d'Electronique au Carnegie Institute of Technology, Pittsburg (U.S.A.).* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 686 to 689).

The information content of a televised picture is evaluated. Two simple means of reducing this information content are indicated. The first one is quantization of the brilliance levels of the picture. The second one is based on the high degree of correlation existing between neighboring points. Practical calculations are applied to the 819-line French television standard.

INTERFERENCE DUE TO PARASITIC SIGNALS ON TELEVISION PICTURES *(the end)*, by L. GOUSSOT, *Ingénieur en Chef des Télécommunications.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 690 to 700).

Television pictures may be marred by parasitic signals. These signals fall into three classes, pattern interference and either continuous or impulsive randon noise. Statistical tests enable the relationship between the nature of the noise and the subjective disturbance it produces to be established.

In the particular case of sinusoïdal interference the annoyance can be presented by a family of curves of equal annoyance. These results permit the calculation of weighting networks, whose use has been standardised by the CCIR and CCIF. It is very important to appreciate the definitions and methods of measurement in order to avoid any error in the interpretation of the results.

RADIO TRANSMISSIONS FROM ARTIFICIAL SATELLITES, by E. VASSY, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 647 to 653).

The radio features of the Soviet and American artificial satellites are summarised.

A description is then given of investigations of the following properties of the upper atmosphere based on the simple reception o. a transmitted radio signal without knowledge of the code : density of the air, electronic density in accordance with measurement of Faraday effect or of refraction.

A critical study is made of these methods.

MONITORING OF ARTIFICIAL SATELLITES AT THE R.T.F. STATION AT LIMOURS, by G. ARMIER, *Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 654 to 659).

The lecture is divided into two parts :

a) The monitorings :

duration, sub-division, statistics, influence of orbital position, abnormal propagation.

b) Measurement of frequencies :

Emphasis is placed on the special details of the equipment used for 20 Mc/s. The method is completely automatic, the only adjustment is that of setting the receiver on frequency. A counter automatically records the frequency shift.

The accuracy of one cycle is obtained for signals of less than 1 microvolt at the input of the receiver. The maximum speed of operation is about one complete measurement of frequency every 2 seconds.

The study is concluded by the analysis of some curves showing frequency shift due to Döppler effect.

REMOTE INDICATION FROM ROCKETS OR TEST BALLOONS, by D. ECKHARTT, *Laboratoire de Physique, Ecole Polytechnique, Paris.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 660 to 664).

In this article is described a system of remote measurement using 210 Mc/s and arranged to transmit information from measuring apparatus installed in a rocket or in a test balloon. The system comprises a transmitter, which is modulated by information from the measuring apparatus and powered by a voltage converter working from 6-volt batteries ; a transmitting antenna or a rocket antenna formed by part of the body of the rocket ; and the reception apparatus which uses a helical antenna and a commercial receiver. Two examples of the measuring apparatus are described of which one is for measuring the global intensity of cosmic rays with the aid of a Geiger-Muller counter.

COLOUR MEDICAL TELEVISION EQUIPMENT, by M. FAVREAU and J. SOFFER, *Ingénieurs au Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique, July-August 1959 (pages 665 to 672).

After explaining the application of colour television to medical teaching, the authors introduce the THV. 140 tri-colour camera equipment of which the following details are described : camera, testing of channels, synchronisation generator and the colour amplifier as well as the receivers.

L'ÉMISSION RADIOÉLECTRIQUE DES SATELLITES ARTIFICIELS

Applications à la connaissance de l'Ionosphère

PAR

E. VASSY

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris

C'est pour moi un grand honneur de faire un exposé à la séance de l'année qui comporte deux présidents. Cela est dû sans doute à l'intérêt que porte la Société au milieu dans lequel les ondes se propagent. C'est d'ailleurs la première fois que je parle devant la Société, si bien qu'on aurait pu croire à l'existence d'une barrière de potentiel entre elle et moi. A ce propos je voudrais rappeler une des boutades de mon maître Charles FABRY, dans cet amphithéâtre qui en a entendu de si nombreuses et de si savoureuses. Cela remonte assez loin dans le temps ; la Société s'appelait encore Société des Amis de la T.S.F. Comme le regretté Président BEDEAU venait de lui demander de faire partie de la Société, tout en acceptant bien sûr, FABRY lui répondit : « Je ferais plutôt partie de la Société des Ennemis de la T.S.F., car l'été avec les fenêtres ouvertes, cela devient insupportable »...

Depuis la Société a changé son nom. Mais il y a encore quelque chose qui me chagrine. C'est le titre de sa revue « *l'Onde Electrique* » qui, méconnaissant le vecteur magnétique, est un affront permanent à la théorie de Mawxell. Si les ondes lumineuses sont aussi des ondes électromagnétiques et que l'on veuille se distinguer des opticiens, le titre d' « *Onde Radioélectrique* » semblerait préférable.

Trêve de plaisanteries, je dois vous parler de l'aspect radioélectrique des satellites artificiels en me plaçant de mon point de vue qui est celui de la connaissance de la haute atmosphère. Si jusqu'ici vous avez eu des discours spirituels et académiques, vous allez avoir maintenant des équations qui vous feront regretter la limpidité des Rapports du Trésorier et des Commissaires aux Comptes.

L'atmosphère terrestre avait vu pour la première fois un émetteur radio atteindre l'altitude de 14 kilomètres, le 6 mars 1927. C'était l'expérience fondamentale de BUREAU et IDRAC, de laquelle devait découler l'usage systématique des radio-sondes pour l'exploration quotidienne de la troposphère et de la stratosphère.

A partir de 1946, des émetteurs, des récepteurs, et autres jouets de radio-électriciens devait envahir l'ionosphère à bord de fusées, et, depuis une douzaine d'années, une exploration systématique en a été faite, qui a modifié notablement les connaissances classiques obtenues avec la méthode des échos de BREIT et TUVE. Mais je ne vais pas vous infliger mon cours, permettez-moi seulement de vous projeter les seuls résultats obtenus à bord d'une fusée française, « Véronique », de la D.E.F.A., le 12 octobre 1954. C'est, en fonction de l'altitude, le champ au-dessus de Colomb-Béchard d'émetteurs de radiodiffusion (fig. 1). Cela prouve simplement ce que nous aurions pu faire pendant l'Année Géophysique

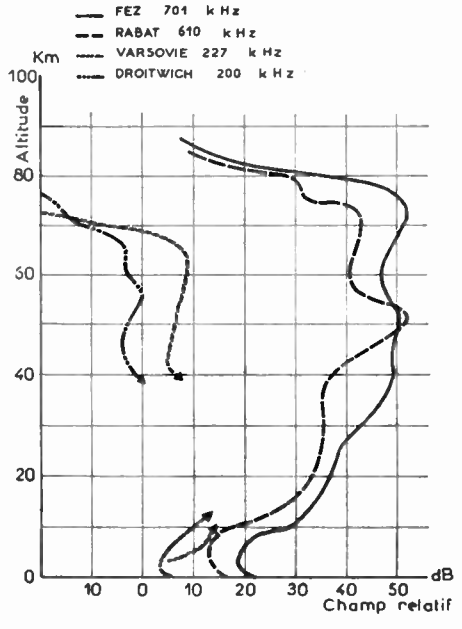


FIG. 1

Internationale si les moyens financiers nous avaient été donnés.

Si ces incursions d'émetteurs radio dans la haute atmosphère étaient très limitées en durée, de l'ordre de quelques minutes, tout au plus, le 4 octobre de l'année 1957, avec le Spoutnik I, on les vit arroser successivement toutes les faces de la Terre et tourner autour d'elle à raison d'un tour à l'heure environ. Le bip-bip a fait le bonheur des physiciens et des chansonniers et, après sa mort sous forme d'étoile filante, il a été suivi par d'autres.

Les Spoutniks comportent deux émetteurs d'une puissance de 1 W. La fréquence porteuse de l'un est 20 MHz ($\lambda = 15$ m), celle de l'autre 40 MHz ($\lambda = 7{,}5$ m). La stabilité des 2 émetteurs est relativement bonne.

Les signaux sont transmis comme des signaux de Morse, points et traits de 0,05 s à 0,7 s, de manière à transmettre des indications relatives aux appareils de mesure ; les deux émetteurs alternent leur émission. L'alimentation des deux derniers Spoutniks est due à des piles solaires.

Les satellites américains contiennent deux émetteurs séparés. L'un alimenté par batteries ordinaires de deux semaines de durée, rayonne au moyen de 4 antennes une énergie de 10 mW.

L'intervalle de température dans lequel le système peut fonctionner est de 0 à 60°C (le transistor détermine la température supérieure, la batterie la température inférieure). Le second émetteur est alimenté par 5 batteries solaires ; il émet une puissance de 5 mW. Les antennes ont 30 cm de long, 8 mm de diamètre.

La fréquence des deux oscillateurs qui varie avec la température, est contrôlée par quartz (dont la fréquence de résonance varie de 100 Hz par degré centigrade). Le cristal de l'émetteur alimenté par batterie fonctionne sur 108,00 MHz ± 4 kHz ; l'autre sur 108,03 MHz ± 4 kHz.

Bien qu'avec des ondes de fréquence 108 MHz, les phénomènes de réfraction ne soient pas négligeables, ce sont surtout les fréquences des Spoutniks, particulièrement 20 MHz qui sont affectées par l'ionosphère. Aussi si les satellites américains auront leur trajectoire plus facilement restituée par des procédés radioélectriques, les émissions des Spoutniks constitueront un excellent moyen d'étude des phénomènes de l'ionosphère.

Examinons maintenant comment, indépendamment des appareillages spéciaux contenus dans les satellites et dont les indications codées sont transmises aux responsables de l'engin — les seules émissions radio des satellites que n'importe quel amateur peut recevoir sont capables d'apporter des renseignements sur les hautes couches de l'atmosphère. Un certain nombre d'entre vous ont entendu l'exposé du Dr Rechtin traduisant le point de vue d'un pays qui prend part à la compétition. Ici, ce sera le point de vue du parent pauvre qui ramasse les miettes du festin.

1. Détermination de la densité de l'air

Une des difficultés majeures rencontrées dans l'exploration de la haute atmosphère à l'aide des fusées, c'est la détermination de la densité de l'air particulièrement au-dessus de 90 km ; et c'est pourtant une caractéristique essentielle. Pourquoi ces difficultés ? D'abord il est très difficile de passer des indications des appareils en mouvement rapide aux paramètres caractérisant le milieu ambiant. De plus, au-dessus de 90 km, les gaz résiduels retenus par l'engin font que l'on doit se livrer à une extrapolation vraiment très hardie.

On a donc songé naturellement à utiliser l'effet du freinage de l'air sur un satellite en rotation pour atteindre la densité de l'air. Examinons d'un peu plus près comment les choses se passent. Si l'on ne tient pas compte des petites perturbations radiales dues au fait que le champ gravitationnel n'est pas central, la forme générale de l'ellipse n'est pas modifiée, mais seulement son orientation dans l'espace. L'excentricité et le grand axe de l'ellipse ne sont pas changés, le périgée et l'apogée demeurent à une distance constante de la Terre. Au contraire, le freinage par l'air de l'atmosphère déforme l'ellipse sans influer beaucoup sur la rotation du plan orbital ou sur l'orientation de l'ellipse dans ce plan.

Pour une orbite elliptique, le retard provoqué par le ralentissement dû à l'atmosphère varie au cours d'une révolution. Les altitudes des périgées des 3 premiers satellites russes étaient de l'ordre de 225 km, celles des apogées de 900 à 1900 km. Par suite de la diminution exponentielle de la densité de l'air avec l'altitude, le freinage au périgée est beaucoup plus grand qu'à l'apogée. Ce freinage au périgée produira une perte d'altitude à l'apogée suivant. Si l'altitude du périgée variera peu, l'excentricité de l'orbite diminuera.

Lorsque l'orbite sera devenue quasi circulaire, le freinage sera beaucoup plus constant et la trajectoire deviendra une spirale jusqu'à la volatilisation finale.

La conséquence de ceci sera une diminution de la période T de l'orbite et un accroissement de la vitesse du satellite. Ce fait est surprenant, mais il faut se rappeler que le satellite a perdu de l'altitude, par conséquent de l'énergie potentielle. Cette perte est supérieure à l'accroissement d'énergie cinétique et la perte réelle correspond à la dépense pour vaincre la résistance de l'air.

Le changement de la période de l'orbite du Spoutnik II a donc fait l'objet de longues séries de mesures. Sa diminution est de plus en plus grande à cause de la plus grande résistance de l'air aux basses altitudes. Elle dépend du freinage de l'air, fonction lui-même de la densité de l'air, de la forme, des dimension et de la masse du satellite.

Etablissons la relation pour le cas le plus simple d'une orbite circulaire. La force de gravitation à une distance r du centre de la Terre (de rayon a) étant $\frac{ga^2}{r^2}$, la vitesse v du satellite sur une orbite circulaire à la distance r est donnée par : $\frac{v^2}{r} = \frac{ga^2}{r}$

Si l'altitude décroît d'une quantité r au cours d'une révolution, le gain d'énergie cinétique est :

$$\frac{1}{2} mg\ a^3 \left(\frac{1}{r+\Delta r} - \frac{1}{r}\right) \simeq \frac{1}{2} m\ v^2 \frac{\Delta r}{r}$$

où m est la masse du satellite.

La perte d'énergie potentielle est :

$$\frac{mga^2 \Delta r}{r^2} = mv^2 \frac{\Delta r}{r}$$

c'est-à-dire deux fois le gain d'énergie cinétique. La différence doit être égale au travail effectué contre la force de freinage due à l'air F pendant une révolution :

$$\frac{1}{2} mv^2 \frac{\Delta r}{r} = 2\pi r F \qquad (1)$$

$$F = \frac{1}{2} \rho\, v^2 s.C \qquad (2)$$

où ρ est la densité de l'air,
s la section droite du satellite,
C un coefficient de freinage.

Donc :

$$\frac{\Delta r}{r} = \frac{2\pi r \rho\, s\, C}{m}$$

La variation du rayon peut s'exprimer en fonction de la diminution de la durée de révolution T en tenant compte que :

$$\frac{2\pi r}{v} = \frac{2\pi r^{3/2}}{a\sqrt{g}}$$

d'où

$$\frac{\Delta r}{r} = \frac{2}{3} \frac{\Delta T}{T} \qquad (3)$$

La variation de la durée de révolution pourra être mesurée ; si $\frac{sC}{m}$ est connu, on pourra déduire la densité ρ à l'altitude $r-a$.

L'analyse peut être étendue aux cas des orbites elliptiques. Aux faibles densités, il n'y a aucun amortissement aérodynamique et les mouvements de tangage, de roulis et autres continuent lorsqu'ils ont été engendrés. Le comportement irrégulier de la période de l'orbite, est accompagné de variations de sa luminance montrant des variations dans son orientation. Nous reviendrons plus loin sur quelques autres difficultés susceptibles de se présenter.

Le problème se ramène donc à celui de la détermination de la trajectoire du satellite.

Pour le résoudre il y a évidemment les méthodes optiques, susceptibles d'une grande précision ; avec certains cinéthéodolites on arrive à faire les lectures à 20 secondes d'arc près et la détermination du temps s'effectue à mieux que à 20 millisecondes. Malheureusement les conditions d'observation sont favorables seulement au crépuscule ou à l'aube et puis il y a la présence des nuages, si bien que les méthodes radioélectriques quoique moins précises, se sont montrées les plus efficaces. Elles sont précieuses notamment dans les débuts du satellite car la localisation ne nécessite aucune connaissance a priori de l'orbite.

1.1. Utilisation de l'effet doppler-fizeau

C'est le système le plus simple. Supposons en première approximation que la trajectoire est une droite. Si l'émetteur envoie une onde continue, de fréquence fixe f_0 la fréquence f du signal reçu en un point du sol variera avec la vitesse radiale v du satellite suivant la formule classique

$$f = f_0 \frac{c+v}{c} \qquad (4)$$

Considérons le plan passant par la trajectoire et l'observateur O (fig. 2). Soit à l'instant t_0, r_0 la distance minimum du satellite se déplaçant sur sa trajectoire avec la vitesse relative V.

A ce moment la vitesse radiale est nulle, $\frac{df}{dt}$ est maximum.

Si on enregistre la fréquence lorsque le satellite s'approche puis s'éloigne, on aura t_0 et f_0 ; on pourra calculer $v = \frac{dr}{dt}$

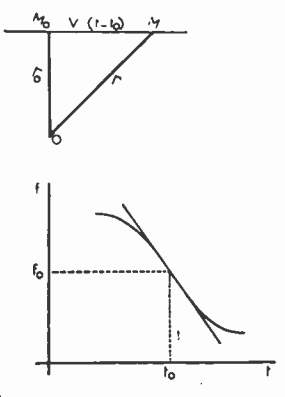


Fig. 2

d'après la formule (1) $\frac{dr}{dt} = \frac{c(f-f_0)}{f_0}$

A l'instant t, le satellite est en M à la distance $MM_0 = V\ (t - t_0)$.

On a d'après la figure 2 :

$$r^2 = r_0^2 + V^2 (t - t_0)^2 \qquad (5)$$

En différentiant par rapport au temps, il vient :

$$\frac{(t-t_0)^2}{\left(\frac{dr}{dt}\right)^2} = \frac{r_0^2}{V^4} + \frac{(t-t_0)^2}{V^2} \qquad (6)$$

La courbe représentant $\frac{(t-t_0)^2}{\frac{(dr)^2}{dt}}$ en fonction de $(t - t_0)^2$ est une droite de pente $\frac{1}{V^2}$ et d'ordonnée à l'origine $\frac{r_0^2}{V^4}$. On atteint ainsi V et r_0. Pour la précision de cette méthode, on consultera utilement la discussion du Colonel Lochard au Séminaire d'Astronomie de la Faculté des Sciences (1958).

La période de l'orbite peut être déterminée en observant les passages successifs au-dessus d'une même station, mais il faut tenir compte de la rotation de la Terre qui fait varier la position relative de l'observateur par rapport à l'orbite. Pour effectuer une bonne triangulation on est amené à tenir compte des courbures de l'orbite et de la Terre, ce qui complique un peu le problème.

Nous n'insisterons pas sur les dispositifs expérimentaux utilisés, une conférence spéciale sur les résultats français de l'écoute des satellites devant avoir lieu prochainement. Nous indiquerons seulement qu'à notre station du Val-Joyeux MM. Bournazel, Boudouris et Ilias, utilisent le schéma représenté par la figure 3.

Un oscillateur de référence sur 20,005 kHz permet à chaque instant de contrôler le récepteur. Le signal

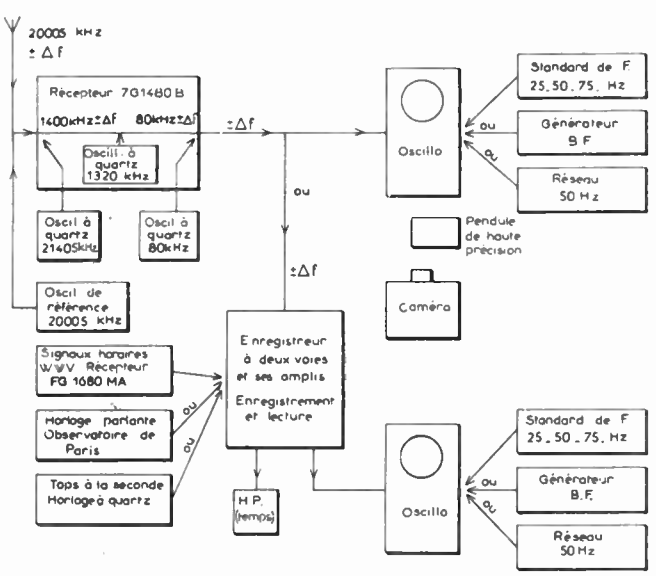


Fig. 3

de 20,005 kHz ± Δf, après deux changements de fréquence arrive à 80 kHz ± Δf.

On a ensuite suivant le cas

par battement du 80 kHz un signal variant de ± Δf

par battement du BF_0 un signal qui varie de la valeur de (BF_0 — 80 kHz) ± Δf.

Le signal peut être enregistré sur bande magnétique en même temps que les signaux horaires. Ensuite on détermine les fréquences par les courbes de Lissajous et on note en même temps l'heure. (On fait entendre un signal enregistré dans la nuit du 21 au 22 janvier présentant parfois des particularités intéressantes).

1.2. Radio-interféromètre

Une seconde méthode de repérage est la *radio-interférométrie* laquelle fournit une information directionnelle. Si l'on dispose deux antennes à une centaine de mètres (fig. 4), les ondes provenant du satellite peuvent être considérées comme parallèles. Si la différence de marche :

$$d \cos \theta = \frac{\lambda}{2}$$

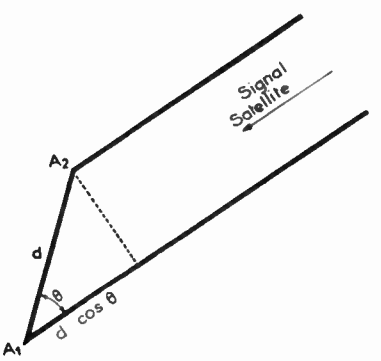


Fig. 4

les deux ondes interfèrent et le signal de sortie dû à l'ensemble des deux antennes est nul. Lorsque le satellite parcourt son orbite, le changement de direction de l'onde incidente produit une succession de zéros et la figure d'interférences dépend de la direction du trajet par rapport à la base constituée par la droite qui joint les deux antennes.

Au lieu d'additionner les signaux reçus par les deux antennes, on peut mesurer leur différence de phase $\Delta\varphi = \frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda}$

Ainsi cos 0 est enregistré d'une manière continue et en outre on a l'avantage d'avoir une mesure à peu près indépendante des fluctuations d'amplitude qui sont fort gênantes.

Comme dans les systèmes de radionavigation hyperboliques, il faut lever les ambiguités par l'emploi d'un second interféromètre dont les antennes sont plus rapprochées. On a un système de lecteur « gros » et un « fin ».

Un second cosinus directeur sera déduit d'un ensemble identique placé à angle droit du premier et pour avoir la trajectoire avec quelque précision, c'est de tout un réseau d'interféromètres qu'il faut disposer.

Il faut signaler aussi l'utilisation faite en Angleterre de simples radiogoniomètres tel que celui utilisé autrefois pour l'étude des atmosphériques par Watson Watt.

Je passerai sous silence l'utilisation des radars, bien que les Anglais et le CNET (MM. Flambart et Reyssat) viennent de publier de très jolis enregistrements. Le radar est surtout précieux lorsque le satellite est muet, mais ce cas sort du cadre de mon exposé.

Arrivons maintenant aux *résultats relatifs à la densité de l'air* que l'on a obtenus par l'utilisation du principe que nous avons exposé et de la connaissance de la trajectoire par les méthodes radioélectriques que nous avons décrites.

A la réunion du C.S.A.G.I. qui s'est tenue en août dernier à Moscou, on a donné un certain nombre de résultats. Depuis, Paetzold a publié la fig. 5

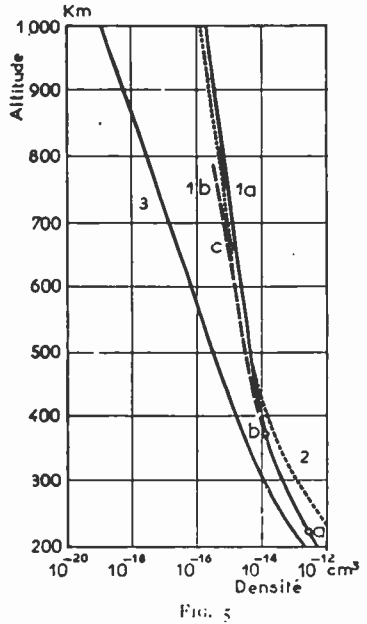


Fig. 5

suivante dans laquelle les courbe 1 a b c résultent des satellites, 2 est une courbe théorique et 3 la courbe admise avant les satellites (Grimminger 1948).

1 a d'après Spoutnik I et Spoutnik II

1 b « Explorer I

1 c « Spoutnik III

Il apparaîtrait donc que l'atmosphère terrestre au-delà de l'altitude de 200 km soit loin d'être aussi raréfiée qu'on l'avait supposé.

Bien que ces résultats soient beaucoup plus sûrs que ceux obtenus avec les fusées, il faut cependant faire preuve d'un peu de prudence. En effet, s'il est des actions sur l'orbite qui ne dépendent pas seulement de la résistance de l'air, tel l'aplatissement de la Terre et la distribution non uniforme de sa masse qui sont d'ailleurs en train d'être précisés grâce aux satellites, il en est d'autres encore mal connus. Je veux parler des effets électrostatiques dus au passage d'une sphère électrisée dans un milieu ionisé. D'après Jastrow et Pearse, à 500 km le freinage qui, théoriquement en résulterait, serait de l'ordre de grandeur de celui dû aux collisions avec les molécules ou atomes. Des données expérimentales telles que celles obtenues dans le laboratoire de notre collègue Pauthenier seraient du plus grand intérêt. J'ai d'ailleurs appris tout récemment, par une conversation privée que l'écart de la période en considérant la partie éclairée, donc plus ionisée, et la partie obscure moins ionisée était de l'ordre de 20 %.

2. Effet Faraday

Il est possible de déterminer aussi la densité électronique intégrée le long du parcours satellite-observateur terrestre c'est-à-dire le nombre d'électrons contenus dans une colonne cylindrique de section droite unité.

On peut pour cela utiliser le fait suivant ; une onde polarisée rectilignement, de fréquence suffisamment élevée, qui traverse l'ionosphère se dédouble en 2 ondes polarisées circulairement en sens opposés et qui se propagent avec des vitesses différentes. Ces deux ondes sont équivalentes à une onde polarisée rectilignement, dont le plan de polarisation tourne.

Hatanaka a montré que la rotation est donnée par :

$$\theta = 2{,}97.10^{-2}.\ H.f^{-2}\cos\varnothing \int N\,dr \qquad (7)$$

où N est la densité ionique

dr l'élément de parcours

H le champ magnétique terrestre

$\varnothing$ l'angle du champ magnétique terrestre avec la direction de propagation la fréquence de l'onde émise.

Il faut toutefois des fréquences relativement élevées (400 MHz) pour avoir une rotation inférieure à 90°.

L'orientation du plan de polarisation du signal reçu peut être déterminée à l'aide de deux antennes de réception polarisées circulairement et d'un déphaseur permettant de faire varier d'une façon continue la phase des signaux captés par les deux antennes. On amène sur un oscillographe cathodique la sortie du détecteur sur les plaques verticales et le déphaseur sur le balayage horizontal. Cela permet un enregistrement photographique.

Les résultats obtenus jusqu'ici par le Mullard Radio Astronomy Laboratory ont donné pour le satellite à 500 km une valeur $\int N\,dr$ de 18.10^{12} /cm². Or les sondages ionosphériques donnent jusqu'à l'altitude du maximum d'ionisation de F^2 (à 400 km) 5.10^{12}. Il semblait y avoir un désaccord avec ce résultat, mais aux dernières nouvelles la difficulté serait aplanie

et l'emploi simultané des deux méthodes (effet Faraday sur l'onde transmise par le satellite et utilisation des sondages ionosphériques classiques) permet d'atteindre le nombre de charges au-dessus de l'altitude du maximum d'ionisation.

3. Réfraction des ondes

Nous allons voir maintenant en observant l'instant du « lever radioélectrique » et du « coucher radioélectrique » du satellite, l'équipe russe d'Alpert a donné le principe d'une méthode qui prétend étendre la connaissance de la distribution électronique autour de la Terre jusqu'à l'espace interplanétaire.

Supposons que le satellite émette quelque part au-dessus du maximum de la couche F^2 une onde de fréquence f ou encore de pulsation ω. Suivant la valeur de cette pulsation par rapport à la pulsation ω_c correspondant à la fréquence critique f_c et à une pulsation limite ω_L, on aura les différentes trajectoires 0, 1, 2, 3, 4, 5 possibles correspondant à la 1re écoute du signal au point A (fig. 6).

mination de l'instant du lever et du coucher radioélectrique ne présente pas de graude difficulté.

Pour chaque révolution du Spoutnik autour de la Terre, on notera donc l'instant du lever et du coucher « radioélectriques ». On déterminera alors la position exacte du satellite d'après les méthodes énumérées (méthodes optiques de préférence). A l'aide des cartes synoptiques, spécialement établies pour ce travail et donnant la fréquence critique f_c et des cartes donnant les altitudes Z_0 (base de l'ionosphère) et Z_M (hauteur du maximum de concentration électronique à partir de la base de la couche) on détermine à chaque instant les valeurs de ces paramètres pour les 3 points suivants : point d'observation, point de sortie du rayon de la région F, point au-dessus duquel se trouve le Spoutnik.

Au point du « lever » on déterminera, Z_0 et Z_M par interpolation entre les deux points voisins.

Supposant au-dessus du maximum de concentration électronique une loi de décroissance de la concentration électronique de la forme :

$$N = N_M e^{-k}(Z \quad Z_0) \tag{8}$$

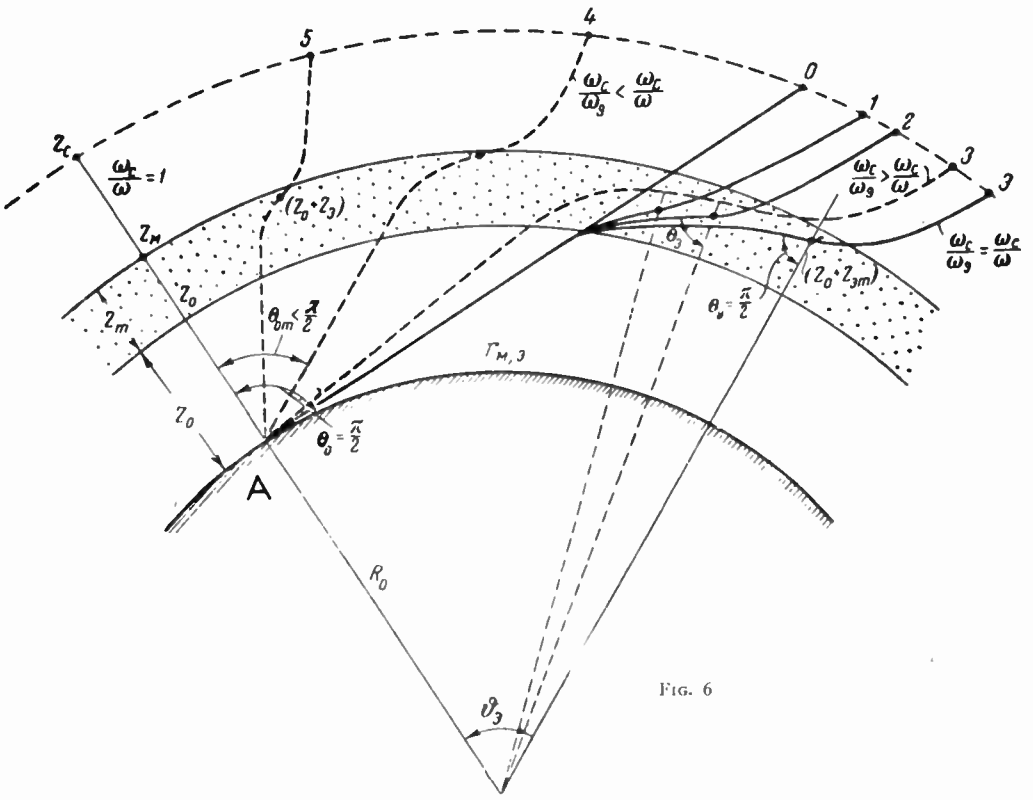


FIG. 6

Si $\frac{\omega_c}{\omega} \ll 1$ et $\omega \gg \omega_L$ la propagation est quasi-optique (trajectoire 0) et la trajectoire est une droite tangente à la Terre en A. Au fur et à mesure que $\frac{\omega_c}{\omega}$ augmente et qu'ω approche de ω_L, la trajectoire prend l'aspect représenté par les courbes 1 et 2. La trajectoire limite L correspond en première approximation à la M U F. Lorsque $\frac{\omega_c}{\omega} < \frac{\omega_c}{\omega_L}$ la détermination de l'instant du lever et du coucher radioélectrique ne présente pas de graude difficulté.

on déterminera la valeur de K pour laquelle il y a accord entre l'observation et le calcul.

Les résultats pour quelques jours d'hiver où

$$Z_0 \simeq 200 \text{ km}$$
$$Z_M \simeq 120 \text{ km}$$

et où l'altitude du Spoutnik $\simeq 600$ km, $K = 3{,}5.10^{-3}$ 1 km sont traduits par la figure 7 où l'on a en traits pleins en fonction de l'altitude la concentration électronique.

Il y a sur cette figure 2 points où les valeurs de N sont mesurées à l'aide de fusées. La courbe en traits pointillés représente la distribution donnée par Evans en étudiant la réflexion d'ondes sur la Lune.

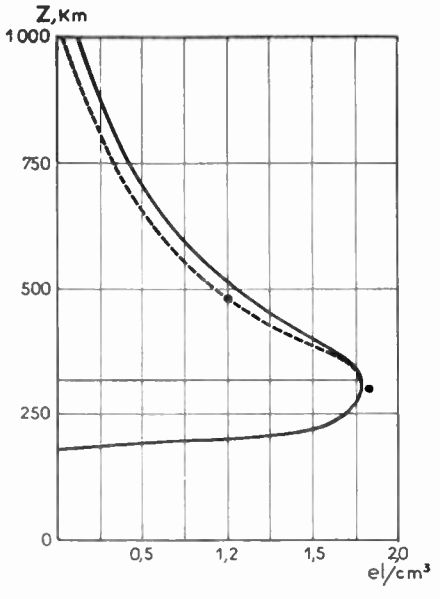


Fig. 7

Dans le tableau se trouvent des valeurs numériques plus précises :

Altitudes (km)		200	320	400	1150	1800	2450	3050
Concentrations électroniques N/cm³		10^5	$1{,}8.10^6$	$1{,}4.10^6$	10^5	10^4	10^3	10^2
Concentrations des particules neutres	(a)	5.10^9	2.10^8	10^8	10^5	10^2	1	
	(b)			5.10^8	2.10^5	2.10^3	20	1

(a) d'après divers travaux américains jusqu'à 400 km et en admettant au-dessus $T = 2\,000\ K = Cste$

(b) valeurs déterminées par Alpert d'après la durée de vie des électrons.

Ceci indiquerait d'après Alpert que l'altitude de la limite de l'atmosphère terrestre qui marque la frontière avec l'espace interplanétaire serait de l'ordre de 2 000 à 3 000 km.

Mon opinion personnelle est qu'il y a là une méthode très intéressante, mais qu'il faut être prudent pour l'appliquer. Elle est susceptible de donner avec assez de certitude la distribution électronique entre le maximum de F et l'altitude du satellite, mais au-delà, il faut se méfier de l'hypothèse sur la décroissance exponentielle qui a été faite. Car il y a eu les données apportées par le Pionnier III et dont nous a fait part le Dr Rechtin dans sa remarquable conférence.

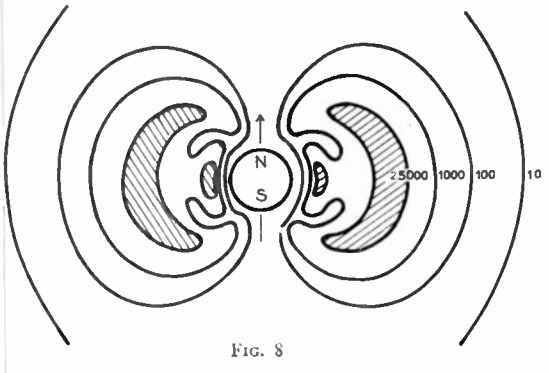


Fig. 8

Si on traduit les résultats de Van Allen par un graphique, on a approximativement la figure 8 où se trouvent représentés les nombres de coups/min enregistrés par le compteur Geiger et dus aux électrons et protons d'origine solaire dont la concentration avait été prévue par les théories de Stormer, puis de Dauvillier et dont le modèle expérimental de Brüche avait parfaitement rendu compte.

Conclusion

Si on voit bien par cet exemple le grand intérêt des méthodes d'investigation directe de la haute atmosphère, les méthodes semi-directes comportant l'utilisation d'ondes émises à bord d'un engin en mouvement autour de la Terre sont cependant utiles. Elles ne sont pas à dédaigner et c'est un cadeau très appréciable que les deux pays qui sont dans la course, font à l'ensemble des autres, qui les contemplent.

En terminant, que faut-il penser de tout cela ?

Si la première étape des progrès d'après guerre a été l'exploration de l'atmosphère par fusées, la seconde celle des satellites artificiels terrestres, la troisième, celle des satellites solaires, vient d'être atteinte.

Quel pas de géant depuis 1950 seulement, date où seul universitaire français avec Henri Mineur à avoir pris part à la fondation de la Fédération Astronautique Internationale à Paris, nos collègues ne nous ménageaient pas les sarcasmes.

Et dans la conquête de l'espace où la propulsion joue un grand rôle, la radio-électricité — où science et technique sont étroitement liées — va de pair avec elle ; en tous cas elle en est le premier bénéficiaire. Et si, depuis Jansky, la Nature montrait à l'homme qu'elle lui envoyait du fond des cieux des ondes radioélectriques, il a voulu relever le défi : aujourd'hui c'est lui qui de la Terre envoie non seulement les ondes dans l'espace cosmique, mais l'émetteur aussi.

Et bientôt c'est sur la Lune qu'il y aura un autre Salon de la Pièce Détachée.

L'ÉCOUTE DES SATELLITES ARTIFICIELS AU CENTRE R.T.F. DE LIMOURS*

PAR

G. ARMIER

Ingénieur des Télécommunications
à la Radiodiffusion-Télévision Française

Le sujet de cette conférence est l'écoute des satellites artificiels.

Pour un centre d'écoute radio ces derniers sont essentiellement des stations émettrices se déplaçant à très grande vitesse et à très haute attitude.

Les satellites ont des fréquences de repérages et des fréquences de travail sur lesquelles ils émettent des signaux codés.

L'information la plus riche et la plus nouvelle passe sur ces signaux qui restent pour nous sans intérêt, faute d'en avoir la clef. C'est ainsi que SPOUTNIK III collecte des renseignements sur la concentration des particules chargées, la répartition des rayons cosmiques, le champ électromagnétique, la température, la pression, la densité et la composition de l'atmosphère ; alors que nous ne pouvons en tirer que des renseignements généraux sur la propagation des ondes utilisées.

A la demande de notre service d'information nous avons fait des écoutes pour fournir des documents sonores et vérifier le cas échéant les dépêches de l'Agence Française de Presse Par la suite, en liaison axec l'Année Géophysique Internationale, les écoutes ont servi à donner rapidement quelques éléments de repérage grossiers aux astronomes.

Notre double source d'information A.F.P. et A.G.I. nous a toujours permis d'être à l'écoute aussitôt que la nouvelle du lancement d'un satellite a été diffusée.

Après un lancement le problème de l'identification du satellite prend une importance particulière car les renseignements sur la modulation sont souvent absents ou incomplets, et le système de modulation n'est pas spécifique.

Par contre la présence d'un effet Doppler-Fizeau marqué est véritablement caractéristique et permet de dire avec certitude si l'émission est due ou non à un satellite.

Je vous citerai à titre d'exemple les articles de presse à propos d'une mystérieuse émission sur laquelle on entendait les battements du cœur de la chienne LAIKA. Cette émission nous l'avons captée et je vais vous la faire entendre dans quelques minutes. Cette émission n'était pas transmise par le SPOUTNIK II car il n'y avait pas trace d'effet DOPPLER FIZEAU.

Les informations que nous avons tirées du passage des satellites sont étroitement conditionnées par le rôle du centre de réception de la R.T.F. ; ce centre est utilisé essentiellement pour contrôler la bonne marche de nos émetteurs et le dégagement de nos fréquences en ondes hectométriques, décamétriques, et métriques.

Le matériel dont nous disposons pour ces besoins nous a permis de faire des écoutes et des mesures de fréquence sur les satellites ; mais nous sommes à la limite de nos possibilités et si la fréquence monte au-delà de 250 MHz nous ne pouvons plus les capter.

D'autre part notre appareillage de mesure de champ prévu pour le contrôle d'émissions puissantes, n'est pas assez sensible pour donner des mesures valables aux faibles niveaux auxquels arrivent les porteuses des satellites. Des mesures de champ ont été réalisées sur le terrain du centre par le C.N.E.T. L'ordre de grandeur des champs reçu à 20 MHz est de 1 microvolt par mètre en moyenne et au maximum de 10 à 20 microvolts par mètre. Le niveau est assez variable, affecté de fadings rapides.

Sur le 40 MHz du SPOUTNIK 1 le champ moyen est de l'ordre de 2 microvolts par mètre avec un maximum à 30 microvolts par mètre. Sur les satellites américains le champ moyen est de l'ordre de 0,1 μV/m et le champ maximum de 2 μV/m.

Répartition statistique des écoutes

Si l'on considère la réception des satellites sous l'angle de l'efficacité de la détection certaines conditions sont impératives.

* Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 13 février 1959.

D'abord il faut que le satellite soit périodique, car le retard dans nos informations, l'incertitude sur la direction dans laquelle orienter nos antennes, la difficulté de l'identification, ou le choix d'une fréquence inattendue font que nous n'avons rien tiré des PIONNIERS et de LUNIK.

Nous pensons avoir reçu PIONNIER I le 12/10/58 de 18 h 00 à 18 h 08 avant qu'il ne disparaisse dans l'Océan Pacifique, mais nous n'avons pas une certitude.

D'autre part, la latitude maxima atteinte par les satellites a la même valeur que l'angle de départ ; les satellites dont l'angle au départ est supérieur à la latitude du centre (48°30) sont beaucoup mieux reçus puisqu'à certains passages la distance entre émetteur et récepteur se réduit à l'altitude du satellite. C'est le cas des satellites russes SPOUTNIK I, II, III dont l'angle de départ est de 65°.

Les satellites américains dont l'angle de départ est de 33° ne montent pas à une latitude supérieure à celle de Tanger et se trouvent toujours loin, très bas sur l'horizon et vers le sud ; la difficulté de la réception est d'autant plus grande qu'à 108 Mc/s on ne peut compter sur un effet favorable de l'ionosphère et que les Pyrénnées ont un effet de masque non négligeable.

Les résultats d'observations sont éloquents :

Sur SPOUTNIK I on a observé 154 passages sur 20 MHz.

Sur SPOUTINK I on a observé 118 passages sur 40 MHz.

Sur SPOUTNIK III on a observé 202 passages sur 20 MHz.

Sur EXPLORER I lancé le 1er février 1958 — 100 passages sur 108 MHz.

Sur VANGUARD lancé le 17 mars 1958 — 20 passages sur 108 MHz.

Sur EXPLORER IV lancé le 26 juillet 1958 — 32 passages sur 108 MHz.

Sur SCORE (ATLAS) 19 décembre 1958 — 26 passages sur 108 MHz.

Nous n'avons pas capté les signaux des deux satellites américains lancés entre le 17 mars et le 26 juillet 1958.

A chaque passage l'opérateur a noté l'heure, la durée d'écoute et la dérive totale de fréquence. Il serait fastidieux d'entrer dans le détail des horaires d'écoutes des différents satellites.

Je vous donnerai d'abord les propriétés globales des écoutes en faisant un classement statistique des durées de chaque passage.

Les courbes de répartition des durées d'écoutes des différents satellites peuvent être représentées par une fonction de la forme $\log 1/P = -\left(\frac{x}{x^0}\right) h$.

P étant la probabilité pour que la durée x soit dépassée, h est un exposant variable si $h = 2$ on a affaire à la distribution de Rayleigh bien connue des radioélectriciens.

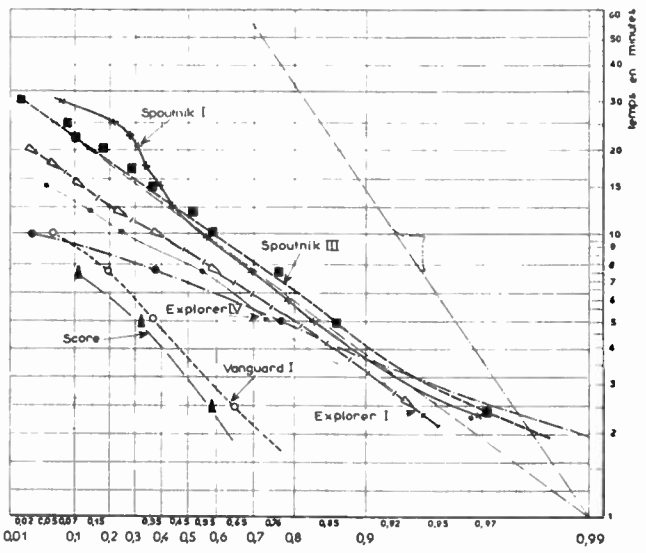


FIG. 1. — Répartition des durées d'écoute des satellites.

Si $h = 1$ on peut dire que la durée d'écoute est répartie au hasard.

On peut définir chaque distribution de durée par deux paramètres ; la valeur du coefficient h et la valeur de la médiane (valeur de x pour laquelle $P = 0{,}5$).

	h	Médiane
Pour EXPLORER I	2	8,5 min
20 MHz SPOUTNIK III	2	12,5
40 MHz SPOUTNIK I	2,2	7,8
EXPLORER IV	4	6,4
VANGUARD	1,33	3,6
SCORE	1,33	3,2
SPOUTNIK I 20 MHz (au dessous de la médiane).	2	11,0

On voit sur le tableau ci-dessus que pour la plupart des distributions la dispersion suit la loi de Rayleigh.

L'étalement autour de la médiane est d'autant plus grand que h est plus petit ; a ce point de vue EXPLORER IV avec $h = 4$ a la régularité d'écoute la plus grande.

Quant aux satellites VANGUARD et SCORE avec $h = 1{,}33$ et des durées d'écoutes de l'ordre de 3,5 minutes on peut dire que le hasard joue un grand rôle dans la répartition ; on a ainsi en évidence les aléas de la détection de ces satellites.

Propagations anormales

La courbe de répartition de SPOUTNIK I s'écarte de la distribution de Rayleigh au-dessus de la médiane, elle présente une « bosse » qui débute à la médiane et dont l'arrondi se termine sur des valeurs de 30 minutes dépassées pendant 10 % des observations.

Ceci est dû à la présence durant la période d'écoute d'un grand nombre de passages à conditions de propagation anormales ; en particulier pendant les premiers jours de lancement. Le 6 et le 7 octobre 1957 les durées d'écoutes s'étalaient entre 24 et 36 minutes et presque tous les passages sur 24 heures ont été observés.

On peut rapprocher ces longues durées d'écoute d'un certain nombre d'observations (10 pour SPOUTNIK I, 7 pour SPOUTNIK III) pour lesquelles on a détecté avant le passage habituel une zone de réception suivie d'une zone de silence.

La durée de la première réception est variable entre 5 et 20 minutes ; la zone de silence est plus ou moins étendue ; pour SPOUTNIK I il y a toujours une absence de réception de 20 à 25 minutes après la première réception.

Pour SPOUTNIK III on a une zone de silence entre 10 et 15 minutes après le début de l'écoute.

La plupart des observations d'écoute anormale se situent le matin entre 9 h et 11 h, au cours des passages successifs la zône de silence s'élargit au détriment de la première zone d'écoute.

Nous n'avons jamais observé d'écoutes anormales après le passage à proximité.

Influence de la position de l'orbite sur la durée d'écoute

Nous avons estimé possible d'aller plus loin dans l'analyse des durées d'écoutes et nous avons tenté de relier ces dernières à la position du plan de l'orbite par rapport au centre de réception à l'instant de chaque passage.

Si on ne tient pas compte des frottements l'orbite décrite par le satellite est une ellipse dont l'un des foyers est le centre de la terre (la trajectoire est dans ce cas rapportée à des axes de direction fixe dans l'espace).

Le double mouvement de la terre autour de l'axe des pôles et autour du soleil conduit à un double mouvement apparent de l'orbite par rapport à un observateur terrestre.

Le premier est responsable des passages successifs du satellite dans une même journée à des distances différentes et il fait tourner autour des pôles le plan de l'orbite d'un tour en 24 heures ; le deuxième est une rotation annuelle autour d'un axe perpendiculaire à l'écliptique.

Cette rotation se traduit approximativement par un retard de 4 minutes par jour ; sur la rotation journalière du plan de l'orbite.

J'appellerai nœud ascendant les points où le satellite entre dans l'hémisphère nord.

La longitude du nœud ascendant à chaque passage est le paramètre qui fixe la position du plan de l'orbite. On passe très simplement des heures d'écoutes à la longitude du nœud. Il suffit d'ajouter aux heures de passage 4 minutes par jour et de remplacer chaque heure par 15°. Les observations sont ainsi réparties en un certain nombre de classes à l'intérieur desquelles on fait la moyenne des durées effectivement observées ; de telle sorte on élimine au maximum les influences aléatoires qui peuvent jouer sur les mesures de durée d'écoute.

Seuls les satellites russes nous ont permis ce travail ; si l'on traduit par un graphique la relation

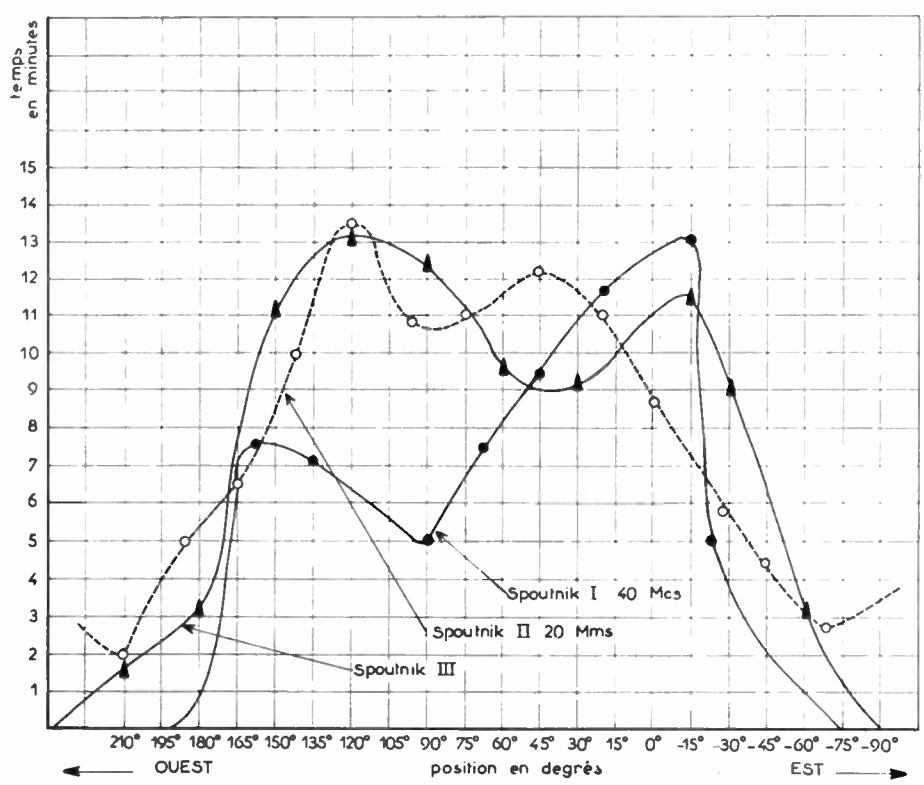


FIG. 2. — Variation de la durée des écoutes en fonction de la position de l'orbite.

entre la durée d'écoute portée en ordonnée et la longitude du nœud ascendant portée en abscisse; on obtient des courbes à deux bosses analogues à celles des circuits surcouplés.

Une bosse correspond au passage à latitude croissante au-dessus du centre, l'autre au passage à latitude décroissante.

Si la distance d'écoute était plus faible on aurait deux courbes séparées par une zone de silence.

Les maximas sont de 13 et 12,3 minutes sur SPOUTNIK I à 20 MHz.

Les maximas sont de 13 et 11,8 minutes sur SPOUTNIK III à 20 MHz.

Les maximas sont de 7,5 et 13 minutes sur SPOUTNIK I à 20 MHz.

Les minimas sont de 10,8 pour SPOUTNIK I 20 MHz.

Les minimas sont de 9 pour SPOUTNIK III 20 MHz.

Les minimas sont de 5 pour SPOUTNIK I 40 MHz.

On peut avoir une idée de la distance de réception à partir des minimas.

	Distance de réception		
	1er Maxima	Minima	2e Maxima
SPOUTNIK I			
40 MHz	1600	2250	2900
20 MHz	2900	3100	2700
SPOUTNIK III			
20 MHz	2650	2600	2400

D'autre part les courbes sont plus étalées sur le 20 MHz que le sur le 40 MHz.

C'est ainsi que le centre de Limours reçoit le 40 MHz pour un déplacement de ± 105° du nœud ascendant par rapport à 90° et ± 135° pour le 20 MHz.

L'inégalité des maximas du 40 MHz traduit probablement des différences de hauteur entre les passages à latitude ascendante et descendante.

Par contre sur 20 MHz la période d'écoute n'est pas assez longue (il faudrait une année) pour éliminer l'influence de l'ionosphère, c'est sans doute pour cela que le premier maxima dont l'heure de passage est située entre 7 h et 10 h est le plus élevé tant sur SPOUTNIK I que sur SPOUTNIK III.

Mesures de fréquences

Comme je vous l'ai dit plus haut les mesures de fréquence ont une importance capitale dans la question des satellites.

Je vais exposer maintenant les résultats que nous avons obtenus dans ce domaine.

Je commencerai par passer en revue les moyens de mesure dont nous disposons.

Sur 40 MHz et 108 MHz la fréquence a été mesurée par battement de l'émission avec le signal issu d'un standard de fréquence.

L'opérateur choisit une antenne, règle le récepteur, identifie le satellite, cale successivement les deux oscillateurs synchronisés par les harmoniques d'un 100 kHz et d'un 10 kHz étalon ; puis l'interpolateur B.F. après quoi il ajoute les trois indications pour avoir la fréquence.

La mesure de fréquence n'a jamais été faite avec ce système à des intervalles plus rapprochés qu'une minute et souvent nous avons dû noter l'amplitude de la dérive totale ; d'autre part entre l'instant où on a capté l'émission et celui où on est certain qu'on a affaire au satellite il peut s'écouler une minute avec un opérateur entraîné.

Matériel de mesure directe de la fréquence

Sur 20 MHz nous disposons d'un ensemble précis d'enregistrement de fréquence d'exploitation extrêmement simple ; ce système avait été particulièrement étudié par M. DUMAS Chef du Centre de réception de la R.T.F. à Limours. Son but est d'assurer une exploitation rapide des mesures de fréquence des émetteurs de radiodiffusion à ondes décamétriques.

Il est basé sur la mesure directe avec un compteur électronique de la fréquence de l'émetteur à un multiple de 100 kHz près.

On utilise un récepteur stabilidyne C.S.F. modifié pour ramener sur le compteur un niveau suffisant et sélectionner la fréquence à mesurer dans le spectre.

Ce récepteur comporte un premier changement de fréquence tel qu'à sa sortie on obtienne une fréquence variable entre 200 et 300 kHz, qui suit la fréquence de l'émetteur avec la stabilité d'un quartz incorporé au récepteur.

Ce quartz a été remplacé par un quartz étalon à 10^{-8}.

Un deuxième changement de fréquence fait passer la première fréquence intermédiaire à 60 kHz à l'aide d'un oscillateur variable entre 260 et 310 kHz. La bande passante du 60 kHz est de 4 kHz, mais elle peut être réduite à 200 Hz par un filtre à quartz.

En refaisant battre l'oscillateur variable avec le 60 kHz on retrouve la première moyenne fréquence débarrassée de tout ce qui encombre le spectre au-delà des 200 hertz et à un niveau correct.

La stabilité de l'oscillateur variable n'entre pas en compte puisqu'on est revenu à la fréquence initiale. Il suffit d'ajouter l'harmonique du quartz étalon qui ramène la fréquence dans la gamme (0 – 100 kHz) — La sortie va directement sur le compteur qui affiche les 5 derniers chiffres significatifs de la fréquence ; les 3 premiers sont déjà inscrits sur le tambour de calage du premier changement de fréquence du stabilidyne.

On aboutit au résultat suivant :

1° la seule manœuvre est le réglage du récepteur stabilidyne,

2° l'opérateur lit directement la fréquence en chiffres ; d'où une rapidité d'exploitation et une simplicité de manœuvre qui rend l'utilisation de cet ensemble extrêmement pratique même entre les mains d'un opérateur peu qualifié. Nous l'avons d'ailleurs généralisé sur toutes nos positions d'écoute en ondes décamétriques.

Entrons dans plus de détail sur le fonctionnement du compteur ; la lecture représente le nombre de fois où le seuil de comptage a été traversé pendant la durée du comptage qui peut être de 0,1, 1 ou 10 secondes, le dernier chiffre significatif à une unité près. La fréquence affichée est donc la valeur moyenne de la fréquence instantanée pendant la durée de comptage.

Afin d'avoir le maximum de précision la base de temps du compteur est synchronisé sur le quartz étalon à 10^{-8}.

Le seuil du compteur est réglé de telle sorte qu'en présence du seul bruit thermique à l'entrée du récepteur le compteur ne marque rien.

Le niveau d'entrée minimum du récepteur nécessaire au fonctionnement du compteur est de l'ordre de 0,5 μ V sous 75 ohms.

Naturellement si la porteuse est coupée (fading au-dessous du seuil d'une durée supérieure à 0,01 secondes ou télégraphie) quelques hertz manqueront et la fréquence indiquée sera plus faible que la fréquence réelle.

L'utilisation normale de cet appareil permet de mesurer avec certitude à 1 hertz près la fréquence des émetteurs radio — diffusion à ondes décamétriques — les décrochages dûs aux fadings ne se présentent que rarement et se distinguent très bien de la continuité des indications correctes.

Le compteur a été complété à l'occasion des mesures sur les satellites d'un enregistreur digital qui délivre sur une bande de papier les derniers chiffres de la fréquence.

Par chance le découpage des impulsions sur le SPOUTNIK I et sur le SPOUTNIK II s'est rapidement arrêté de fonctionner. L'émission en porteuse pure nous a permis d'enregistrer la dérive de fréquence dûe à l'effet DOPPLER.

Effet Doppler

Nous avons ainsi relevé quatre passages sur SPOUTNIK II les 6, 7 et 8 novembre 1957 et onze sur SPOUTNIK I le 22 octobre.

L'allure de ces relevés de dérive montre une courbe en forme d'S en gros constamment décroissante. La pente maxima est inversement proportionnelle à la distance minima du satellite au point de réception.

La courbe de la trajectoire se manifeste dans le fait que l'intervalle total de variation de la fréquence dépend de la pente ; c'est ainsi qu'on a pour SPOUTNIK I 960 Hz pour 25 Hz par seconde — 900 Hz pour 13 Hz par seconde. — 800 Hz pour 8 Hz par seconde — 650 Hz pour 3 Hz par seconde.

La relation entre l'intervalle maxima et la vitesse de variation de la fréquence est d'allure parabolique.

Si on assimile la trajectoire à une orbite circulaire parcourue d'un mouvement uniforme, on peut montrer simplement que dans le cas où le centre de réception est dans le plan de l'orbite la dérive maxima est obtenue lorsque le satellite est à l'horizon et sa valeur est multipliée par rapport à celle d'une trajectoire rectiligne par le rapport $R/R + h$ où R est le rayon terrestre et $R + h$ le rayon de l'orbite.

Si le centre de réception ne se trouve pas dans le plan de la trajectoire on peut se ramener au cas ci-dessus à condition de choisir la même vitesse angulaire, d'augmenter le rayon de l'orbite et diminuer

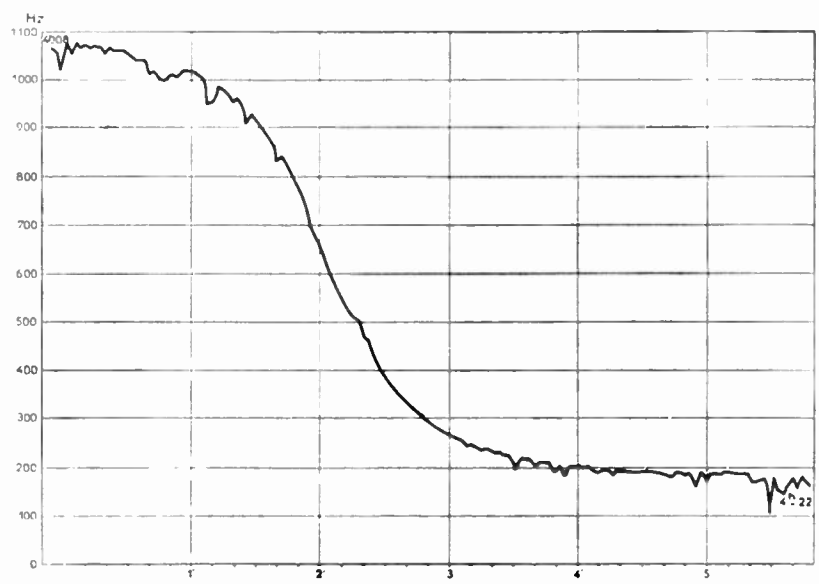


FIG. 3

le rayon terrestre de telle sorte que leur moyenne géométrique reste constante et que la nouvelle hauteur soit égale à la distance minima du centre de réception au satellite ; on a donc un écart total de fréquence multiplié par $\frac{R'}{R' + d}$ où $R' < R$ et $d > h$.

Le maximum de fréquence est déplacé au delà

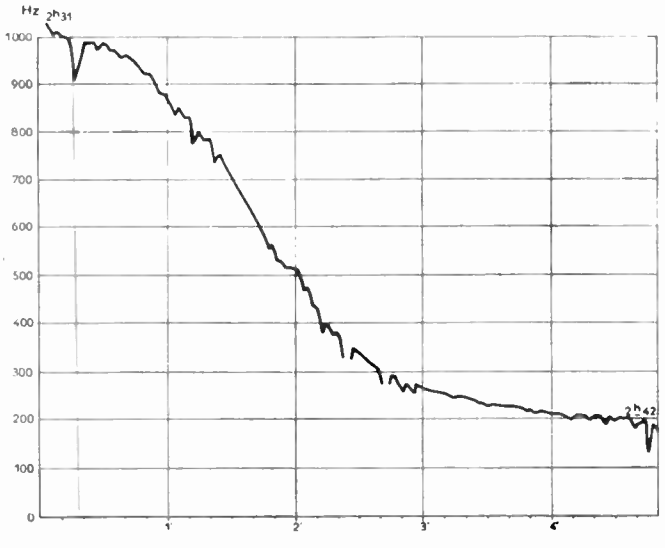


FIG. 4

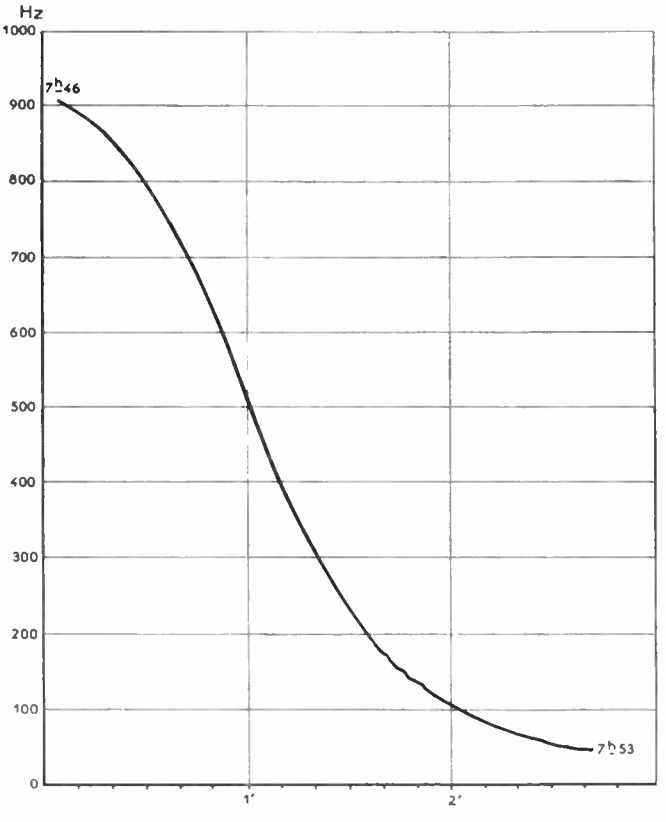


FIG. 5

de l'horizon et sa valeur est abaissée à cause de la diminution de R à R' et de l'augmentation de d.

Lorsqu'on arrive à des distances de l'ordre de 2 000 km il est impossible de tracer la courbe jusqu'au maximum et on a alors des dérives plus faibles que celles indiquées ici

Les dérives relevées sur SPOUTNIK II sont parfaitement régulières ; le décalage de la position de l'orbite pour les deux passages de 6 h et les deux passages de 7 h est de l'ordre de 1,5°, c'est absolument négligeable, et les courbes correspondant aux passages homologues se superposent à 20 Hz près pour les passages à 7 h 40 et 10 Hz pour ceux de 6 h.

On voit que la stabilité de l'oscillateur de l'émetteur n'est pas gênante.

Les courbes de dérives de SPOUTNIK II sont parfaitement régulières, on n'y trouve pas trace d'un effet quelconque dû à l'ionosphère.

Sur SPOUTNIK I les courbes correspondantes aux passages homologues ont aussi la même allure mais pas au même point que sur SPOUTNIK II et de plus elles présentent des irrégularités nombreuses. Les parties basses sont toujours beaucoup moins perturbées.

Les passages relevés se classent ainsi :

1 à 0 h 35, 2 à 2 h 30, 2 à 4 h, 3 à 19 h 56, 3 à 21 h 25.

Les passages à 19 h 56 sont très réguliers et superposables à ± 10 hertz. Cependant l'un des passages présente des ondulations régulières de 20 Hz dont la concavité est tournée sur le bas.

Les passages de 4 h montrent des perturbations beaucoup plus importantes surtout vers le sommet dans les 200 premiers hertz de dérives ; les oscillations peuvent atteindre 40 Hz. Dans la partie centrale et le bas de la courbe on a des ondulations plus faibles inférieures à ± 3 Hz.

Sur les passages de 2 h on trouve les ondulations à concavité tournées vers le bas dans les 250 premiers hertz et les 250 derniers ; ces ondulations sont assez régulières d'une amplitude de 20 à 40 Hz et d'une durée variable entre 10 et 20 secondes.

Si on superpose les deux passages de 2 h, on retrouve la plupart des creux et des bosses au même endroit avec des amplitudes légèrement différentes.

UN ÉQUIPEMENT DE TÉLÉMESURE POUR FUSÉE OU BALLON-SONDE

PAR

D. ECKHARTT

Laboratoire de Physique
Ecole Polytechnique, Paris (1)

Cet article décrit un système de télémesure sur 210 MHz construit pour transmettre les résultats d'un appareillage de mesure installé dans la pointe d'une fusée (ou en ballon-sonde) [1]. Le système se compose d'un émetteur, modulé par les signaux des appareils de mesure et alimenté par un convertisseur de tension à partir de batteries de 6 V continu, de l'antenne émettrice ou antenne-fusée, formée en partie par le corps de la fusée, et de la partie réception, utilisant une antenne hélice et un récepteur commercial. Deux exemples des appareils de mesure sont décrits dont un pour mesurer l'intensité globale des rayons cosmiques avec l'aide de compteurs Geiger-Muller.

L'appareillage d'émission et de mesure est non-pressurisé (excepté les batteries), il se distingue par sa simplicité, sa légèreté, son bon fonctionnement dans le vide et sa résistance aux chocs et à l'accélération.

L'antenne-fusée

Etant données les dimensions de la fusée, c'est-à-dire du propulseur et de la pointe, qui contient les appareils de mesure et de télémesure (voir Fig. 1), on a cherché à réaliser une antenne d'émission dont le rayonnement soit de révolution par rapport à l'axe de la fusée et dont la plus grande partie de l'intensité soit dirigée vers l'arrière, c'est-à-dire vers la direction du sol. Ces conditions étaient remplies en ajoutant une tige de longueur d'environ $\lambda/4$, qui, avec le corps de la fusée, forme un dipôle. Le diamètre du propulseur n'est pas négligeable par rapport à sa longueur, par conséquent la distribution du courant le long de la partie inférieure du dipôle est plus uniforme que sur la partie supérieure, ce qui donne un rayonnement plus intense vers l'arrière en comparaison avec un doublet symétrique en fil mince. De

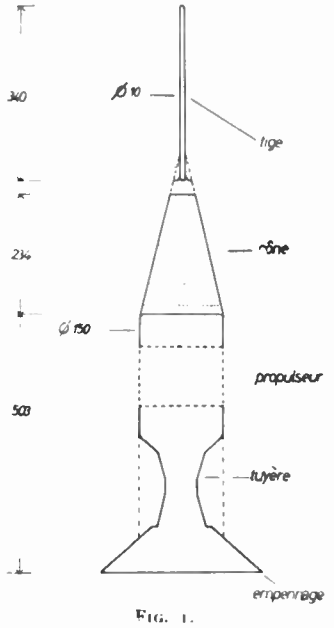


FIG. 1.

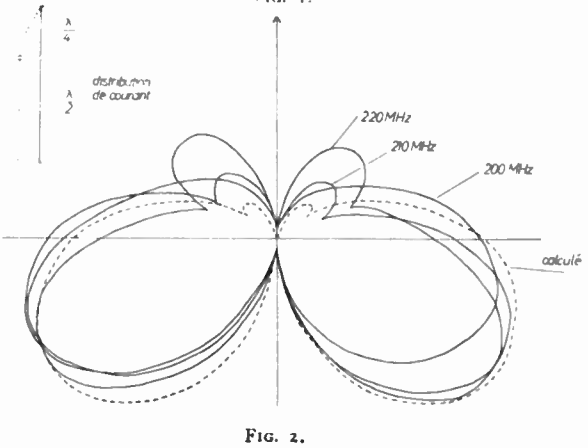


FIG. 2.

(1) Actuellement au Max-Planck-Institut für Physik und Astrophysik à Munich.

nombreux essais ont été faits en variant la longueur de la tige et la fréquence pour trouver la forme du rayonnement désirée et en même temps trouver une impédance à l'entrée de l'antenne-fusée qui soit facilement adaptable à une résistance de 50 Ω, valeur avec laquelle les études de l'émetteur ont été faites.

La figure 2 donne quelques diagrammes de rayonnement (l'intensité relative du champ électrique est mesurée) et une courbe calculée en supposant le courant distribué comme il est indiqué sur la figure, une onde stationnaire avec la phase constante et l'amplitude sinusoïdale sur la partie supérieure de l'antenne et une onde progressive — phase variable et amplitude constante — sur la partie inférieure [2]. Cette supposition n'est qu'approximative, elle ne tient pas compte de la partie intermédiaire du propulseur en matériau isolant.

La tige est fixée à la pointe par un montage dessiné sur la figure 3. Le conducteur supérieur tenant la tige et le conducteur inférieur qui donne contact au cône et au corps de la fusée se diminuent graduellement et se terminent par une fiche coaxiale femelle UG. Toutes les valeurs des impédances de l'antenne se rapportent à cette entrée de l'antenne.

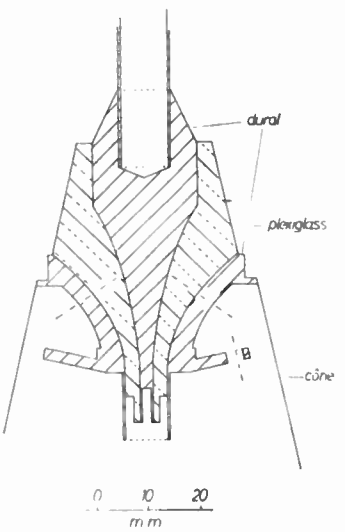


Fig. 3.

Avec la longueur de la tige finalement choisie, l'adaptation de l'impédance de l'antenne à une résistance de 50 Ω se fait par un morceau de câble coaxial d'impédance caractéristique 75 Ω [3]. Avec cette adaption un TOS inférieur à 1,1 a été mesuré entre 205 et 215 MHz sur une ligne coaxiale d'impédance 50 Ω.

L'émetteur et le convertisseur de tensions

L'émetteur, son alimentation et les appareils de mesure sont montés sur trois plateaux en verre stratifié à l'intérieur de la pointe de la fusée, les trois plateaux sont indiqués par des lignes hachurées sur la figure 1.

L'émetteur est un oscillateur à lignes parallèles monté à l'intérieur d'une petite boîte en tôle mince de laiton (épaisseur de 0,4 mm) et utilisant une triode Raytheon CK 5703 WA. Les cotes principales paraissent sur la figure 4, la hauteur de la boîte est de 32 mm, l'écartement entre les deux fils de la ligne est de 15 mm. La photographie figure 5 donne

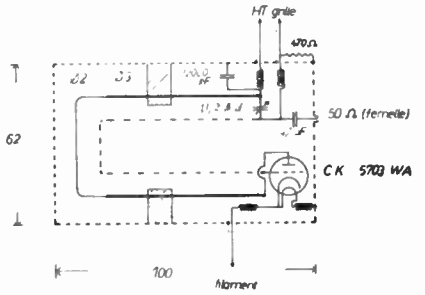


Fig. 4.

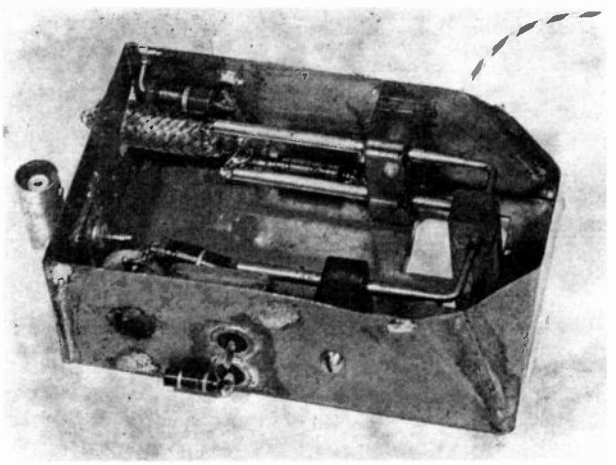


Fig. 5.

une vue du montage et montre comment la ligne est fixée par des blocs de plexiglass. La ligne est raccourcie par un condensateur adjustable par l'extérieur de la boîte, qui règle — avec le condensateur fixe de 4,7 pF — le couplage sur la charge. La ligne est composée de deux parties, la partie coudée coulisse dans les tubes de la partie droite ; avec cette variation de la longueur totale de la ligne il est possible de changer la fréquence d'environ 10 %. Deux trous dans le fond de la boîte permettent de souder la partie coulissante avec la partie fixe de la ligne ; après ce montage final les trous sont obturés par des morceaux de tôle de laiton.

La puissance HF de l'émetteur est mesurée en chargeant l'oscillateur avec une ligne coaxiale d'une impédance caractéristique de 50 Ω terminée par une résistance pure de 50 Ω. Le voltage mesuré par un volmètre électronique entre les deux conducteurs du câble coaxial, donne la puissance dissipée sur la charge. Des valeurs de la puissance HF de l'ordre de 1 Watt sont facilement atteintes. Avec la puissance de sortie du convertisseur d'environ 2 Watts, on obtient ainsi un rendement de l'ordre de 50 %.

La tension de plaque de la lampe de l'oscillateur est fournie par un convertisseur de tension [4], c'est-à-dire un oscillateur basse-fréquence utilisant un transistor OC 16 et alimenté par quatre batteries ANDYAR 1UR de 1,5 V en série ; après redressement et filtrage du côté secondaire du transformateur, on recueille une haute tension continue. La figure 6 donne le schéma complet du convertisseur (2).

La forme de l'oscillation, dépendant essentiellement de la construction du transformateur, est une impulsion presque rectangulaire avec une fréquence

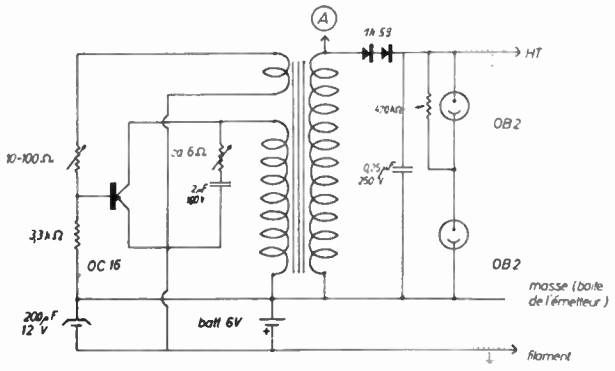


FIG. 6.

de répétition d'environ 1 kHz. Cette fréquence varie avec la valeur de la résistance à la base du transistor qui contrôle le débit total du convertisseur, ici 800 mA sous 6 V. Le circuit RC entre collecteur et émetteur du transistor amortit les surtensions aux bornes du transformateur, les valeurs R et C sont réglées en observant la forme d'onde sur un oscilloscope. La haute tension continue n'est pas complètement filtrée, la tension résiduelle alternative module l'amplitude HF avec un « son caractéristique », qui permet, à la réception, d'observer le fonctionnement du convertisseur.

Une méthode de modulation par les données de mesure, méthode décrite plus loin, consiste à bloquer l'émission HF pendant une durée variable entre quelques centièmes de seconde et quelques secondes. Les deux tubes OB 2 mis en parallèle avec l'oscillateur, absorbent le courant pendant cette durée, leur tension d'allumage étant un peu plus élevée que la tension d'entretien de l'oscillateur.

Le poids total de l'émetteur et du convertisseur est de 350 g, y compris 4 batteries ANDYAR 1UR, d'une autonomie de 45 minutes.

La modulation et les appareils de mesure

Pour contrôler le vol de la fusée vis à vis des rotations autour des axes longitudinal et transversaux, on fait éclairer une photorésistance par la lumière du soleil à travers une petite fente dans le cône de la pointe. La photorésistance RBV-PR 1821 est branchée en série avec la résistance de la grille de l'émetteur et une petite pile de 4,5 V, dont le pôle positif est mis à la masse. Chaque fois que la cellule vise le soleil, sa résistance devient si petite que la tension fournie par la pile met la grille à un potentiel assez négatif pour que l'émission HF s'arrête pendant la durée de l'éclairement.

Une deuxième méthode de modulation sert à transmettre l'intensité globale des rayons cosmiques. Trois compteurs Geiger-Muller, type CSF FC4 d'une surface sensible 40 mm sur Ø 6 mm sont disposés verticalement, leurs axes formant les pointes d'un triangle équilatéral de 27 mm de côté. Ils sont branchés en parallèle et alimentés par un quadrupleur de tension qui donne 500 V continu (Voir figure 7). Le quadrupleur et ses connexions ont été soigneusement étudiés au caisson à vide pour éviter les décharges corona. L'entrée du quadrupleur est raccordée directement à l'enroulement secondaire du transformateur du convertisseur, avant les diodes redresseuses (Voir la lettre A sur les figures 6 et 7).

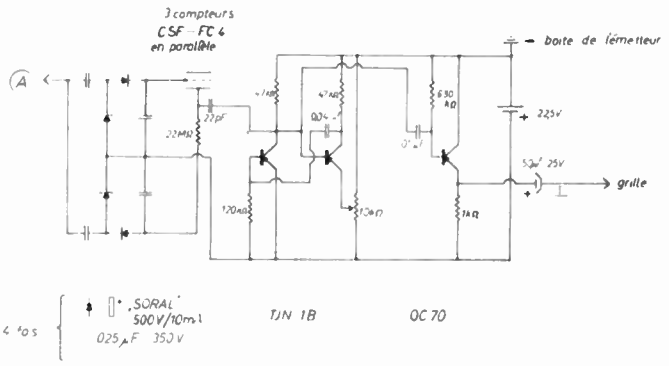


FIG. 7.

Chaque décharge dans un compteur indiquant le passage d'une particule ionisante déclenche une bascule à transistors qui forme une impulsion rectangulaire d'une durée d'environ 8 ms. Cette impulsion est transférée sur la grille de l'oscillateur par le moyen d'un montage « Cathode-follower » avec le transistor OC 70 et coupe l'émission pendant une durée correspondante. Pour diminuer l'influence de la chaleur de la lampe émettrice sur les transistors, ils sont montés sur le plateau le plus éloigné de la boîte de l'émetteur.

En changeant le condensateur de 0,04 mF dans la bascule, on peut modifier la durée des impulsions rectangulaires. On peut mentionner également la possibilité d'une modulation à « plusieurs voix », par exemple, par la méthode des impulsions d'une durée différente.

La réception

Les signaux de télémesure sont reçus par une antenne hélice et un récepteur commercial. L'antenne hélice se compose de 7 spires en tube de cuivre d'un diamètre de 10 mm, le diamètre des spires est 45 cm pour que la circonférence soit égale à la longueur d'onde [2] ; l'angle de l'hélice est 12,5°.

(2) La mise au point du convertisseur a été faite par M.G. Mangenot.

Les spires sont tenues par des tubes en verre stratifié, montés sur une plaque réflecteur de 1 mètre sur 1 mètre en grillage. L'impédance d'entrée de l'antenne hélice est adaptée a la résistance d'entrée du récepteur de 60 Ω par un conducteur coaxial dont les dimensions ont été calculées [3].

Un récepteur ROHDE UND SCHWARZ, type ESM 300, est utilisé. La modulation de l'amplitude HF sortant du récepteur est enregistrée sur un magnétophone BARBIER M194. Le dépouillement des bandes magnétiques se fait soit par des moyens électroniques soit par un oscillographe de type BAUDOUIN A15, les deux fois en passant par un amplificateur basse-fréquence. Avec la méthode décrite ci-dessus de couper l'émission HF, et en utilisant l'enregistrement sur papier par l'oscillographe, la sensibilité de réception est meilleure que 1 μV à l'entrée du récepteur.

Résumé des essais

Le système de télémesure et les appareils de mesure sont éprouvés au laboratoire dans un caisson à vide. L'émetteur et son alimentation ont été essayés sur une centrifugeuse ; sous les effets de l'accélération la fréquence HF commence à glisser, effet dû probablement a une déformation de la boîte de l'émetteur, le glissement de fréquence atteint 500 kHz avec une accélération d'environ 100 g. Puisque la fusée pour laquelle la télémesure a été conçue ne devrait être accélérée que pendant une dizaine de secondes, on a décidé de ne pas combattre cet effet et d'omettre les mesures pendant cette période courte.

Plusieurs essais ont été effectués en fixant la pointe sur une fusée-maquette, le tout enfermé dans une boîte isotherme en *Klegecel* — matériau léger et protégeant contre le refroidissement — et en amenant la maquette à une altitude de 25 à 30 km à l'aide d'une grappe de ballons. Les figures 8 et 9

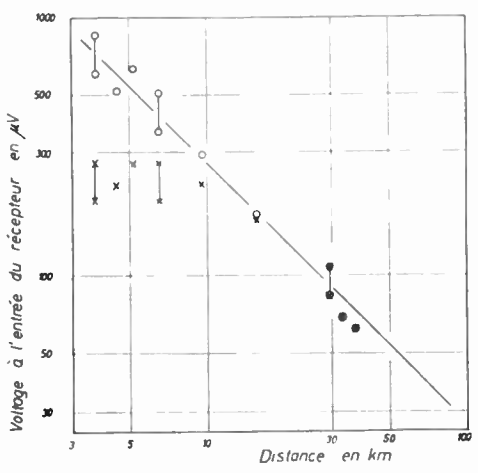


FIG. 8.

montrent les résultats d'un vol. Le voltage HF, mesuré à l'entrée du récepteur en fonction de la distance de l'engin paraît sur la fig. 8. La distance a été déterminée par Radar. Lorsque l'angle zénithal a changé pendant le vol, les valeurs mesurées — indiquées par les croix — sont corrigées à l'aide du diagramme de rayonnement pour 210 MHz (voir fig. 2) en prenant l'émission sous 25° comme unité.

La droite indique la relation selon laquelle l'intensité du champ électrique est proportionnelle à 1/r. La réception est assurée jusqu'à 2 000 km au moins. La fréquence HF ne bouge pratiquement pas pendant le vol.

La fig. 9 montre l'intensité des rayons cosmiques en fonction de l'altitude mesurée par les compteurs Geiger-Muller. L'altitude jusqu'à 15 km est déterminée par Radar, au-delà, jusqu'au moment où tous les ballons sauf un ont éclaté simultanément — ce qui a été observé avec l'aide d'un théodolite — l'altitude est extrapolée selon la courbe de montée

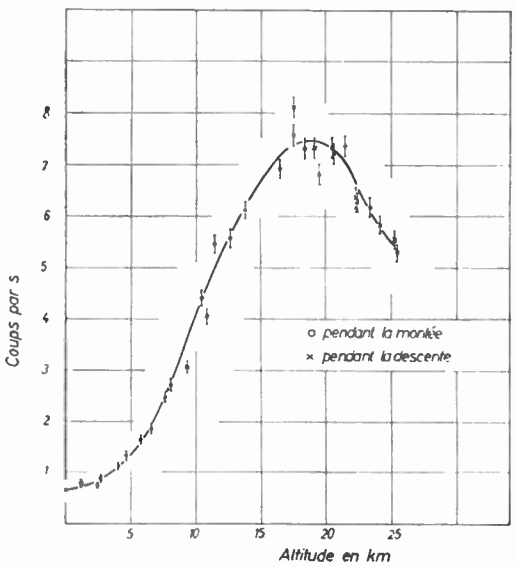


FIG. 9.

en fonction du temps. Pour la descente, on a supposé qu'entre le moment où les ballons éclatent et le moment où l'émission s'arrête, c'est-à-dire à l'arrivée au sol, la vitesse de descente est constante, hypothèse simplificatrice qui peut-être est responsable des déviations de plusieurs points de mesure. La comparaison avec des essais semblables [5] est satisfaisante, bien que difficile car il faudrait tenir compte de la disposition géométrique des compteurs.

Comme illustration de la solidité du montage des appareils de télémesure mentionnons qu'une fusée enfermée dans sa boîte en *Klegecel* s'est décrochée de la grappe des ballons et est tombée sur la hamada du Guir d'une altitude de 5,5 km et qu'après l'échange d'un condensateur dont les fils avaient été rompus, la télémesure a fonctionné avec les mêmes caractéristiques qu'auparavant.

Remarques

Les travaux décrits ci-dessus entraient dans le programme français de l'Année Géophysique Internationale, ils ont été effectués au Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique.

L'auteur est heureux d'exprimer ses remerciements à M. le Professeur LEPRINCE-RINGUET, Directeur du Laboratoire, pour l'invitation à travailler à son laboratoire et pour l'accueil bienveillant qu'il a bien voulu lui réserver.

Des remerciements amicaux vont à M. J. HEIDMANN, Maître de Recherches au C.N.R.S., qui a proposé et dirigé le programme de recherche avec la fusée Gyroquette.

M.M. J. MORINAUD et G. MANGENOT ont apporté une aide inestimable à la réalisation technique de ces expériences.

L'auteur tient à remercier le Gouvernement Français, M. le Conseiller de l'Ambassade de France en Allemagne, et le « Deutscher Akademischer Austauschdienst » pour les bourses qu'ils lui ont attribuées.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. HEIDMANN, Les Gyroquettes, fusées lancées à partir de ballons, Technique et Science Aéronautiques (n° 2, 1959, p. 91.

[2] KRAUS, Antennas, (McGraw-Hill Book Comp., 1950).

[3] HARVARD UNIVERSITY, Radio Research Laboratory, Very High Frequency Techniques, (McGraw-Hill Book Comp., 1947).

[4] Informations Techniques de la S.A. La Radiotechnique, nov. 1957.

[5] H.V. NEHER and W.H. PICKERING, Results of a High Altitude Cosmic-Ray Survey near the Magnetic Equator, (Phys. Rev. 61 (1942), 407).

L'ÉQUIPEMENT DE TÉLÉVISION MÉDICALE EN COULEURS

PAR

M. FAVREAU et J. SOFFER

Ingénieurs au Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston

I. Introduction

De multiples démonstrations (Lyon, Marseille, Paris) ont démontré l'intérêt de la télévision opératoire. Elle constitue, en effet, un moyen d'enseignement unique pour l'éducation technique des jeunes chirurgiens et du personnel auxiliaire. Dans certaines disciplines, les équipements opératoires sont parfois considérables, l'équipe opératoire, elle-même, peut être très importante et ne pas permettre, de ce fait, la réunion d'un grand nombre d'étudiants dans la salle d'opération. La technique actuelle, qui consiste à équiper les salles d'opérations de verrières surélevées derrière lesquelles se tiennent les étudiants, ne fournit qu'une solution partielle au problème posé. C'est une solution peut efficace, onéreuse à réaliser et qui ne donne en fin de compte qu'une vision extrêmement médiocre, le champ opératoire étant souvent petit et en profondeur. La seule solution efficace est trouvée dans la télévision qui trouve la plénitude de de ses possibilités dans la transmission d'opérations chirurgicales et son expression la plus spectaculaire lorsqu'elle est en couleurs.

Il sera difficile de concevoir la diffusion de nouvelles méthodes chirurgicales, l'enseignement ou l'éducation chirurgicale, sans cet admirable procédé qui permet à chacun de voir comme voit le chirurgien. Les variarions de focale télécommandées font suivre, pas à pas, le déroulement de l'intervention que le chirurgien commente lui-même.

Il est évident que la pratique opératoire demeurera naturellement la véritable formation du chirurgien qui s'élève ainsi peu à peu, dans la hiérarchie de l'équipe, des tâches humbles à celle de l'initiative opératoire. Cependant quel gain de temps, de connaissances, représente la retransmission d'une opération humaine ou expérimentale surtout si, par l'utilisation d'un simple interphone, un véritable dialogue s'établit entre le chirurgien responsable de l'intervention et l'un de ses collègues assis parmi les téléspectateurs et commentant techniquement l'image pendant les silences. Il a été frappant de constater, au cours des Entretiens de Bichat 1957, l'énorme différence des techniques opératoires entre les différentes équipes. On conçoit aisément combien une telle confrontation peut être riche d'enseignement pour tous les chirurgiens.

L'étude et la réalisation de l'équipement de prises de vues TVH 140 trichrome furent entreprises par la Compagnie Française Thomson-Houston afin de mettre à la disposition des utilisateurs, un instrument de travail bon, robuste, simple et toutes proportions gardées, aussi économique que les équipements de télévision industrielle monochrome.

II. Caractéristiques générales de l'équipement

Les qualités requises pour cet équipement sont : la robustesse (électrique et mécanique), la simplicité des réglages et du fonctionnement, la stabilité et un prix de revient global faible. Seul le principe de l'analyse séquentielle de trame permettait de satisfaire toutes ces conditions.

La très grande majorité des équipements industriels de prise de vues en couleurs, aujourd'hui exploitée dans le monde, est réalisée sur ce même principe.

Dans ce type d'équipements un dispositif mécanique interpose sur le trajet optique de la caméra, des filtres successivement rouge, bleu et vert, le défilement de ces filtres s'effectue à la cadence des trames.

L'équipement fournit ainsi un signal électrique représentant à tour de rôle l'image partielle rouge, bleue et verte. Ces trois images partielles sont reproduites dans le même ordre à la réception. La reconstitution de l'image totale s'effectue grâce à la persistance rétinienne.

Outre la simplicité et la robustesse, les avantages principaux de ce système sont les suivants :

— grande facilité d'exploitation par rapport au système à caméras tri-tubes : le tube d'analyse étant

unique, les problèmes délicats de la superposition des images dans la caméra et les corrections nécessaires, par suite de la dispersion des caractéristiques des tubes d'analyse, n'existent pas ;

— possibilité de la transmission de l'image par câble unique à moyenne distance et par voie hertzienne unique à grande distance, sans interposition de dispositifs de codage onéreux et délicats ;

— à encombrement de caméra égal, finesse d'image égale, prix d'achat équivalent, la sensibilité de l'équipement à analyse séquentielle est très supérieure à celle de l'équipement à analyse simultanée correspondant.

Les caractéristiques électriques de l'équipement sont les suivantes :

— fréquence de trame	150 Hz
— durée de suppression de trame	700 µs
— nombre de lignes par image	405
— entrelacé d'ordre 2	
— fréquence de lignes environ ...	30 kHz
— durée de suppression de ligne	7 µs
— bande passante	10 MHz

L'équipement est divisé en six unités, qui sont les suivantes :

1 — caméra de prise de vues.
2 — amplificateur video.
3 — alimentation pour amplificateur.
4 — générateur de synchronisation, amplificateur d'équilibrage.
5 — récepteur de contrôle.
6 — récepteur à tube 54 cm.

Les éléments 2 à 4 sont montés dans des caissons individuels, du modèle normalisé par la Radiodiffusion Télévision Française. Ils peuvent facilement être groupés dans une baie à glissières permettant une exploitation aisée.

III. Description du matériel

3.1. Caméra

La caméra se présente sous la forme d'un parallélépipède allongé muni d'une queue d'aronde permettant l'adaptation soit à un pied de caméra classique, soit à un support fixé au bras de commande du projecteur, en cas d'installation dans une salle d'opération.

Cette caméra est conçue pour recevoir un objectif à foyer variable télécommandé type Pancinor fabriqué par les Ets Som Berthiot.

Le modèle B4, en particulier, convient pour la majorité des applications aujourd'hui envisagées.

La distance focale de cet objectif est variable entre 60 mm et 240 mm, son ouverture est de F : 5,9, également suffisante pour la majorité des applications car le tube d'analyse (image-orthicon) est réputé pour son excellente sensibilité.

Les réglages nécessaires à l'objectif : focale variable, ouverture, mise au point, sont télécommandés séparément par trois micromoteurs du type asynchrone depuis le contrôle de voie.

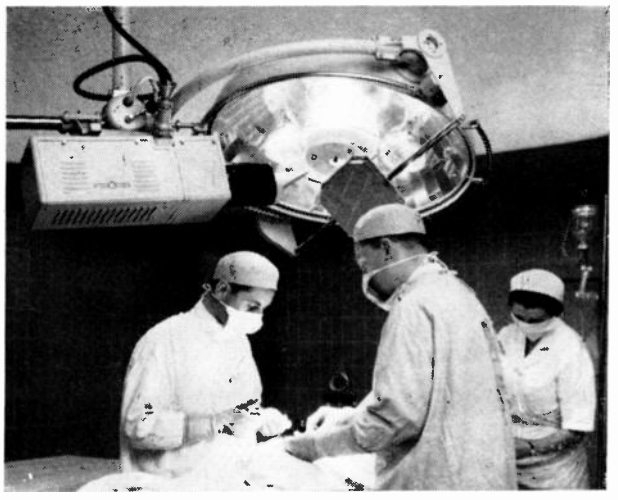


Fig. 1. — Caméra image orthicon trichome montée sur scialytique BBT pour applications chirugicales.

L'objectif et les moteurs de télécommande sont réunis en un bloc en fonderie d'alliages légers fixé au corps de la caméra à l'aide de trois boutons moletés et relié à celui-ci par un câble multiconducteurs court.

Bloc de sélection des couleurs

La sélection séquentielle s'opère grâce à l'insertion dans le trajet optique de filtres colorés successivement rouges, bleus et verts en synchronisme avec le balayage.

Ces filtres sont disposés à la périphérie d'un tronc de cône tournant à 750 tr/mn et portant 12 fenêtres. Les portefiltres utilisés dans les équipements similaires sont, en général, soit des cylindres, soit des disques.

Le système adopté par la C.F.T.H. présente à la fois les avantages des deux procédés :

— encombrement très réduit.

— axe optique parallèle à celui du tube analyseur et de la caméra,

— absence de surface réfléchissante.

Un moteur synchrone à hystérésis tournant à 3 000 t/mn entraîne ce tronc de cône par l'intermédiaire d'un réducteur silencieux de rapport 1/4.

Le générateur de synchronisation est asservi au secteur par l'intermédiaire du moteur, de façon à rendre constant l'angle de phase entre le balayage vertical et le passage des filtres. Dans ce but, un disque de petites dimensions, percé d'une étroite fenêtre à la périphérie, est monté en bout d'arbre du moteur. Un dispositif photoélectrique, constitué par une lampe et une photodiode, donne un signal électrique à chaque passage de la fenêtre.

Cette impulsion est dirigée sur un comparateur de phase situé dans le générateur de synchronisation.

Le calage est effectué une fois pour toutes et n'a pas besoin d'être repris.

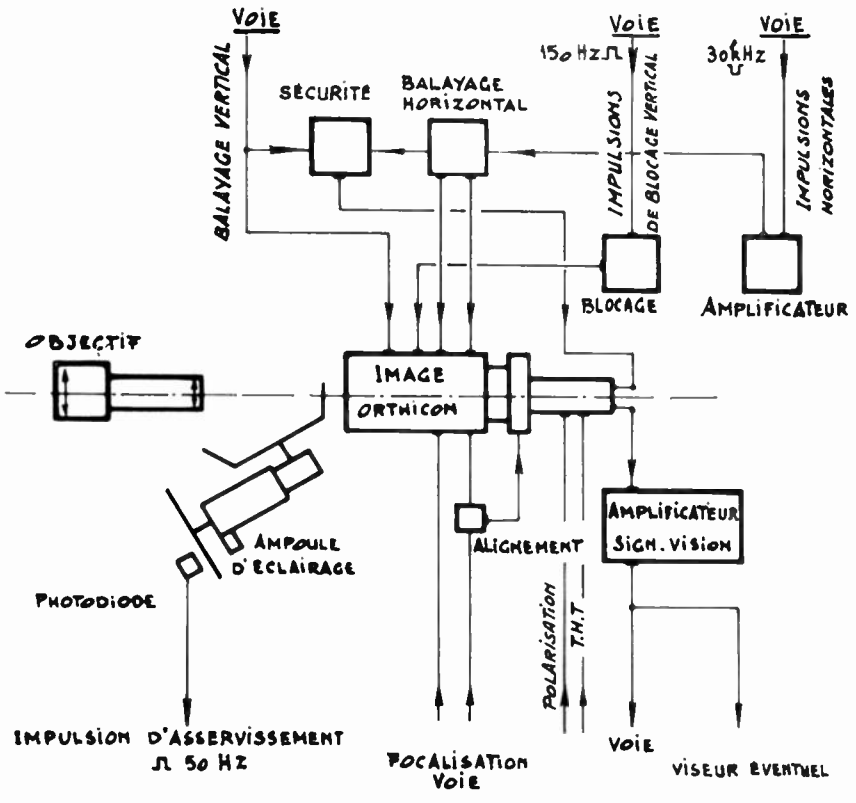


FIG. 2. — Caméra image-orthicon pour télévision en couleurs. Procédé séquentiel de trame.

Le choix de l'angle de phase est tel qu'il existe une légère avance du passage des séparations entre les filtres sur l'analyse. Il est, en effet, nécessaire de compenser le léger traînage d'une couleur sur la suivante, dû à un excès de mémoire du tube d'analyse, par une faible avance de phase produisant sur la couleur précédente une addition de couleur équivalente à ce traînage.

Ceci a pour effet de transformer le mélange de couleur inévitable sans correction en une faible addition de blanc pour toutes les teintes. La distorsion chromatique se trouve ainsi remplacée par une diminution dans une très faible mesure de la saturation et l'œil est beaucoup moins sensible à ce genre de distorsion (1).

Le choix des filtres colorés résulte d'un compromis entre :

— la sensibilité globale de la caméra ;

— l'utilisation de la meilleure portion des caractéristiques de transfert du tube image-orthicon pour chacune des couleurs ;

— une fidélité de reproduction des couleurs aussi parfaite que possible, compte tenu des différents récepteurs.

Les filtres correspondants ont été pris dans la série Kodak-wratten.

(1) I.J.R. JAMES. British Kinematography, Vol. 26, n° 1.

Bloc d'analyse

Le bloc d'analyse forme un ensemble mécanique rigide contenu dans le corps principal de la caméra et fournit des signaux vidéo (100 mV, 75 ohms) et B.F. au caisson de contrôle de voie par l'intermédiaire d'un câble multiconducteurs. Il fournit en outre, sur une prise spéciale, des signaux de synchronisation pour alimenter un viseur supplémentaire éventuel.

Le bloc d'analyse comprend le tube d'analyse, l'amplificateur vidéo de tête, l'amplificateur de balayage horizontal, l'amplificateur de blocage des retours, les circuits de focalisation et d'alignement, le distributeur de tensions pour les diverses électrodes du tube, le dispositif de sécurité et l'amplificateur son pour le commentateur.

Tube d'analyse

L'interposition des filtres colorés dans le trajet optique entraîne une réduction de l'ordre de 90 % de la luminosité globale du système optique.

L'utilisation d'un tube d'analyse très sensible est donc nécessaire. A l'heure actuelle, l'image orthicon type 5820 est le tube le plus sensible : il a été retenu pour nos premières réalisations.

Amplificateur vidéo de tête

L'amplificateur de tête comporte trois tubes (largeur de bande 10 MHz). De même que pour le noir et blanc, le circuit d'entrée présente une impé-

dance B.F. environ 20 fois supérieure à celle présentée aux fréquences élevées, ce qui permet de réduire dans le même rapport le gain de l'amplificateur aux fréquences basses et aussi les effets microphoniques du tube d'entrée.

Cette correction est effectuée dans le deuxième étage.

Le troisième fournit le signal de vision à basse impédance, d'une part, au câble reliant la caméra au contrôle de voie et, d'autre part, à une prise spéciale permettant l'adaptation d'un viseur électronique.

Balayage horizontal

L'amplificateur de balayage horizontal a fait l'objet d'une étude spéciale pour le fonctionnement à 30 kHz. Le temps de retour obtenu est de 6,5 µs. Cette valeur assez faible est nécessitée par l'adoption d'une durée de 7 µs pour la suppression de lignes (durée raisonnable si l'on considère qu'elle représente 21 % de la durée totale d'une ligne).

Le circuit est classique (classe C, à récupération de tension) avec toutefois un amortissement supplémentaire des bobines par diodes au silicium permettant de réduire au minimum la durée des oscillations parasites suivant le retour de balayage.

Dans le bloc d'analyse on trouve encore l'amplificateur de blocage du faisceau cathodique pendant les retours de balayage, les circuits de focalisation et d'alignement, le distributeur de tensions pour les diverses électrodes du tube et les dispositifs de sécurité.

Il ne faut pas négliger la transmission du son accompagnant l'image. Un microphone très sensible est monté à l'extrémité d'un flexible fixé à l'avant de la caméra. Destiné à la transmission d'éventuels commentaires, le réseau B.F. fournit après amplification dans la caméra et dans le contrôle de voie, un signal permettant d'attaquer les récepteurs.

3.2. Contrôle de voie

Le caisson de contrôle de voie, avec son alimentation, a pour rôle de fournir à la caméra toutes les tensions et signaux qui lui sont nécessaires et d'envoyer au caisson de synchronisation et amplificateur d'équilibrage le signal de vision.

Il recevra, dans ce dernier caisson, une correction de niveau réglable séparément par couleur et sera mélangé au signal de synchronisation.

Le contrôle de voie comprend :

— un amplificateur mélangeur des signaux de suppression ;

— un générateur de signaux de balayage pour la caméra ;

— une alimentation T.H.T. pour l'image-orthicon ;

— un oscilloscope ;

— une alimentation (dans un caisson indépendant).

Amplificateur. — Après avoir traversé un amplificateur à gain réglable, le signal fourni par la caméra subit une correction aux fréquences élevées proportionnelle aux différentes longueurs de câble utilisées. La commande amplification élève le signal à 6 V environ, niveau suffisant pour l'adjonction du palier de suppression avec le minimum de distorsion.

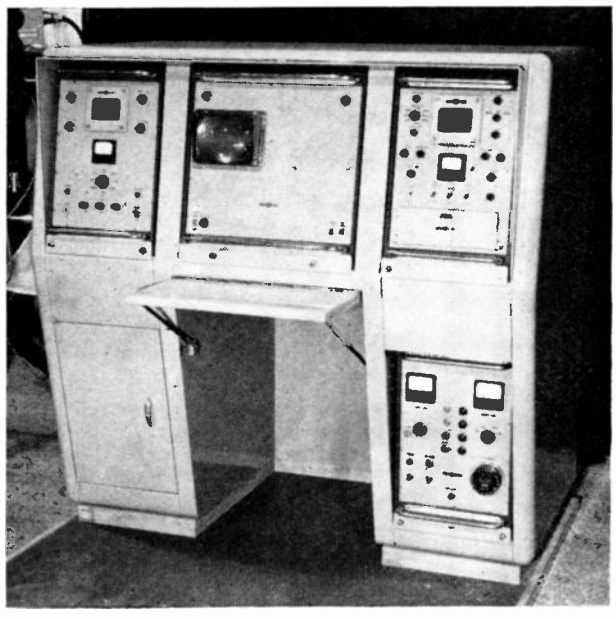


Fig. 3. — Pupitre de contrôle comprenant : générateur de synchonisation, récepteur de contrôle à disque, caisson contrôle de voie et son alimentation.

L'image fournie par le tube comporte, en général, quelques taches. Des corrections d'inclinaison à fréquence de lignes et de trame sont prévues, elles sont ajustable manuellement de la face avant. Elles sont incorporées au signal dans la caméra afin de corriger également le signal qui serait transmis vers un viseur électronique. Le problème des demi-teintes, déjà important en télévision monochrome, l'est encore davantage en télévision trichrome.

En effet, les caractéristiques de transfert de tous les tubes de réception ont une allure parabolique : c'est-à-dire qu'à deux tensions relatives dans le rapport de 2 appliquées au Wehnelt du tube correspond un rapport de brillance d'environ 4.

Si ces deux tensions correspondent linéairement aux brillances relatives de deux couleurs primaires, la distorsion du rapport des brillances dans la reproduction introduit une distorsion chromatique de la couleur composée.

Pour une fidèle reproduction des couleurs, la caractéristique de transfert totale depuis l'analyse jusqu'au tube du récepteur doit être linéaire, c'est-à-dire que le gamma total doit être égal à 1. Or on a : γ total = (γtube analyseur) $\times$ (γ amplificateur) $\times$ (γ tube réception).

Etant donné que γ image-orthicon = 0,8 en cas d'utilisstion correcte du tube et que γ tube de réception = 2, γ amplificateur doit être égal environ à 0,6.

En conséquence, un quadripole correcteur de gamma, présentant une caractéristique de transfert à gamma 0,6, est inséré dans la chaîne d'amplification et assure une correction efficace pour un rapport des niveaux de 1 : 30.

Le signal issu du correcteur gamma comporte la composante continue et se présente avec un niveau suffisamment élevé pour être directement mélangé au signal de suppression. Ce mélangeur est un simple interrupteur électronique à diodes au germanium commandé par les impulsions de suppression.

Citons, pour mémoire, le générateur de balayage vertical et l'alimentation THT stabilisée.

Oscilloscopes. — L'opérateur a, à sa disposition, un oscilloscope de grand diamètre (10 cm) ; les balayages sont synchronisés à fréquence de ligne (30 kHz) et à fréquence de trame (150 Hz).

Pour ces fréquences de balayage, les trois couleurs sont confondues. Ceci permet un réglage global des niveaux et gains, ainsi que de la polarisation de l'image-orthicon.

Un oscilloscope balayé à 50 Hz est incorporé dans le caisson de synchronisation et d'équilibrage des couleurs et permet le réglage individuel des niveaux de chaque couleur fondamentale.

Alimentations

Les alimentations stabilisées et les transformateurs de chauffage sont groupés en un caisson relié au contrôle de voie par un câble multiconducteurs.

Deux appareils de mesure commutables permettent la vérification de toutes les tensions et de tous les débits principaux.

La consommation globale de l'ensemble caméra, contrôle de voie, alimentation est d'environ 900 VA.

3.3 Générateur de synchronisation et amplificateur d'équilibrage

Un caisson unique réunit les éléments des deux dispositifs électriques indépendants.

Le générateur de synchronisation élabore tous les signaux de synchronisation destinés aussi bien à être incorporés dans le signal « vision » pour former le signal « video » complet, qu'à « usage uniquement interne » au sein des différents amplificateurs et de la caméra.

L'amplificateur d'équilibrage, comme son nom l'indique, amplifie d'une manière différente et réglable à volonté, les trois signaux de vision consécutifs qui représentent respectivement les trois couleurs : rouge, bleue et verte.

Un générateur de synchronisation fournit les signaux suivants :

— signal de suppression de trame ;
— signal de suppression de lignes ;
— signal de synchronisation complet (lignes, trame, image).

Définitions :

trame : 1/2 image en une couleur fondamentale,
une image monochromatique comporte deux trames,
une image complète en couleur comporte donc 6 trames.

1/2 image : 3 trames successives comportant les 3 couleurs fondamentales, comprenant soit les trames 1, 2, 3 soit les trames 4, 5, 6.

Un maître oscillateur fournit des impulsions à une fréquence de récurrence fondamentale (F.F.) double de la fréquence de lignes, c'est-à-dire égale à 60,75 kHz.

Ces impulsions sont appliquées à l'entrée d'une ligne à retard, le long de laquelle on effectue des prises de tensions. Les impulsions prélevées en ces points présentent les différences de phase nécessaires pour élaborer les lignaux de suppression de lignes et de trame ainsi que les signaux de synchronisation.

Pour obtenir les impulsions de suppression de trame, l'impulsion à fréquence fondamentale est divisée par 405, par une série de compteurs binaires disposés en cascade. Les ordres de division de ces compteurs sont respectivement 3, 3, 15 et 3.

A la sortie du dernier compteur binaire, on obtient une impulsion à la fréquence de trame (150 Hz) égale au 2/405 de la fréquence des impulsions de ligne. En utilisant le front avant de celle-ci, on déclenche un multivibrateur de suppression de trame.

D'autres générateurs fournissent des impulsions à fréquence de demi-image et des impulsions de synchronisation complètes.

La non-superposition des trois trames successives, constituant une demi-image, entraîne l'apparition de frange colorées.

Il est donc nécessaire de prendre le maximum de précautions pour éviter toute induction parasite et toute tension résiduelle dues à un mauvais filtrage. Et pour que celles restantes soient aussi peu gênantes que possible, il faut que le balayage image soit en synchronisme avec le secteur.

Par ailleurs, pour pouvoir donner le maximum de fidélité aux couleurs, la phase d'exposition des filtres doit être fixée avec précision. Il faut donc pouvoir régler la phase de la synchronisation par rapport à celle du moteur de la caméra.

Deux solutions se présentent alors :

— asservir le moteur entraînant la couronne de filtres colorés au générateur de synchonisation, lui-même asservi au secteur de façon classique ;

— faire entraîner la couronne des filtres par un moteur synchrone et asservir le générateur de synchronisation au secteur par l'intermédiaire de ce moteur.

Pour des raisons de simplicité, nous avons choisi la deuxième solution.

Le moteur synchrone de la caméra est du type à hystérésis : outre son encombrement réduit, ce moteur, une fois en synchronisme, présente l'avantage d'avoir au cours d'un cycle des variations de vitesse instantanée pratiquement nulles. De plus, comme tout moteur synchrone, il est insensible dans une très grande plage aux variations de tension du secteur.

Donc si nous arrivons à accrocher la fréquence du générateur de synchronisation sur la vitesse de ce

moteur, celle-là sera indépendante des variations de tension du secteur.

Ce point est important car en trichromie séquentielle, il est primordial, à un degré beaucoup plus grand qu'en noir et blanc, que la fréquence de récurrence soit très stable dans le temps. Il faut que la variation de fréquence instantanée au cour d'une image complète entraîne une variation de phase inférieure à 20 /mμs pour ne pas être visible.

Pour obtenir l'asservissement du générateur de synchronisation, un disque percé d'un trou est rendu solidaire de l'arbre du moteur de la caméra.

Une cellule photoélectrique au germanium et une petite ampoule d'éclairage sont placées vis-à-vis, de part et d'autre du disque.

Quand le trou passe devant la cellule photoélectrique, celle-ci fournit une impulsion qui est envoyée au générateur de synchronisation, et après avoir été écrêtée et amplifiée, elle sert à élaborer une dent de scie, dont la fréquence est identique à celle du secteur et dont la phase est réglable en déplaçant manuellement l'ampoule d'éclairage et la photodiode par rapport au disque.

On envoie sur un discriminateur de phase à la fois les impulsions à fréquence de demi-image et la dent de scie : celui-ci donne une tension d'erreur, recueillie aux bornes de C filtrée par une cellule du type RC puis amplifiée avant d'être appliquée en haut de la résistance d'intégration du maître oscillateur pour commander sa fréquence.

La fonction de transfert de la cellule est de la forme :

$$\frac{1 + r\,\Gamma\,p}{1 + r\,\Gamma\,p + r\,\gamma\,\Gamma\,p^2}$$

Si nous appelons s la pente du tube amplificateur, la fonction de transfert devient :

$$F = \frac{s\,R_1}{R_1 + R_2 + R_1\,R_2\,Cp} \times \frac{1 + r\,\Gamma\,p}{1 + R\,\Gamma\,p + r\,\gamma\,\Gamma\,p^2}$$

c'est l'équation bien connue d'un servomécanisme d'erreur de vitesse nulle (2).

En prenant la fréquence de coupure égale à 3 ou 4 périodes le générateur s'accrochera automatiquement sur le secteur tant que la fréquence de celui-ci ne s'écartera pas de la valeur 50 ± 2 Hz.

Le temps de réponse à une perturbation brusque sera de l'ordre de la 1 /2 seconde, ce qui nous assure un très bon filtrage du 50 Hz et une protection suffisante contre d'éventuelles variations brusques de la fréquence du secteur.

On peut maintenant évaluer la précision de phase obtenue par ce dispositif.

La partie descendante (équilibre stable) de la dent de scie a une amplitude de 22 V et dure 1 /100 de seconde approximativement.

Supposons que le secteur varie en fréquence de ± 2 % autour de 50 Hz.

Le système d'asservissement devra fournir une tension de correction destinée à permettre au maître oscillateur de suivre la fréquence secteur.

Or, une variation de la tension de commande du maître oscillateur de 2 V donne une variation de fréquence de 1 %. Le gain de l'amplificateur à courant continu étant de l'ordre de 20, pour une variation de ± 4 V de la tension de commande du maître oscillateur, il nous faut une variation de ± 0,2 V sur la dent de scie, soit 1 /100 × 1 /100 de seconde = 100 μs. La précision de phase est donc de l'ordre de ± 3 lignes quand la fréquence secteur varie de ± 1 Hz.

Amplificateur d'équilibrage

Afin de tenir compte des courbes de réponse spectrale des tubes d'émission et de réception et aussi des coefficients de transmission des filtres, on amplifie séparément les trois couleurs pour les mélanger ensuite, en un seul signal à video fréquence que l'on envoie aux récepteurs.

(*) Servomechanism theory applied to AFC circuit design. G. D. Doland, Tele-Tech., mai 1953.

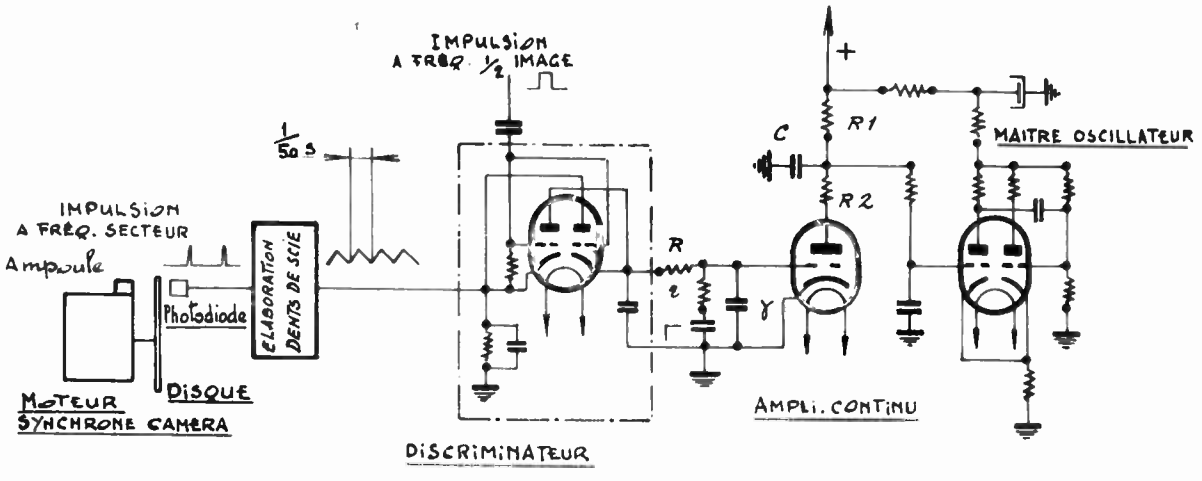


Fig. 4. — Accrochage automatique de fréquence.

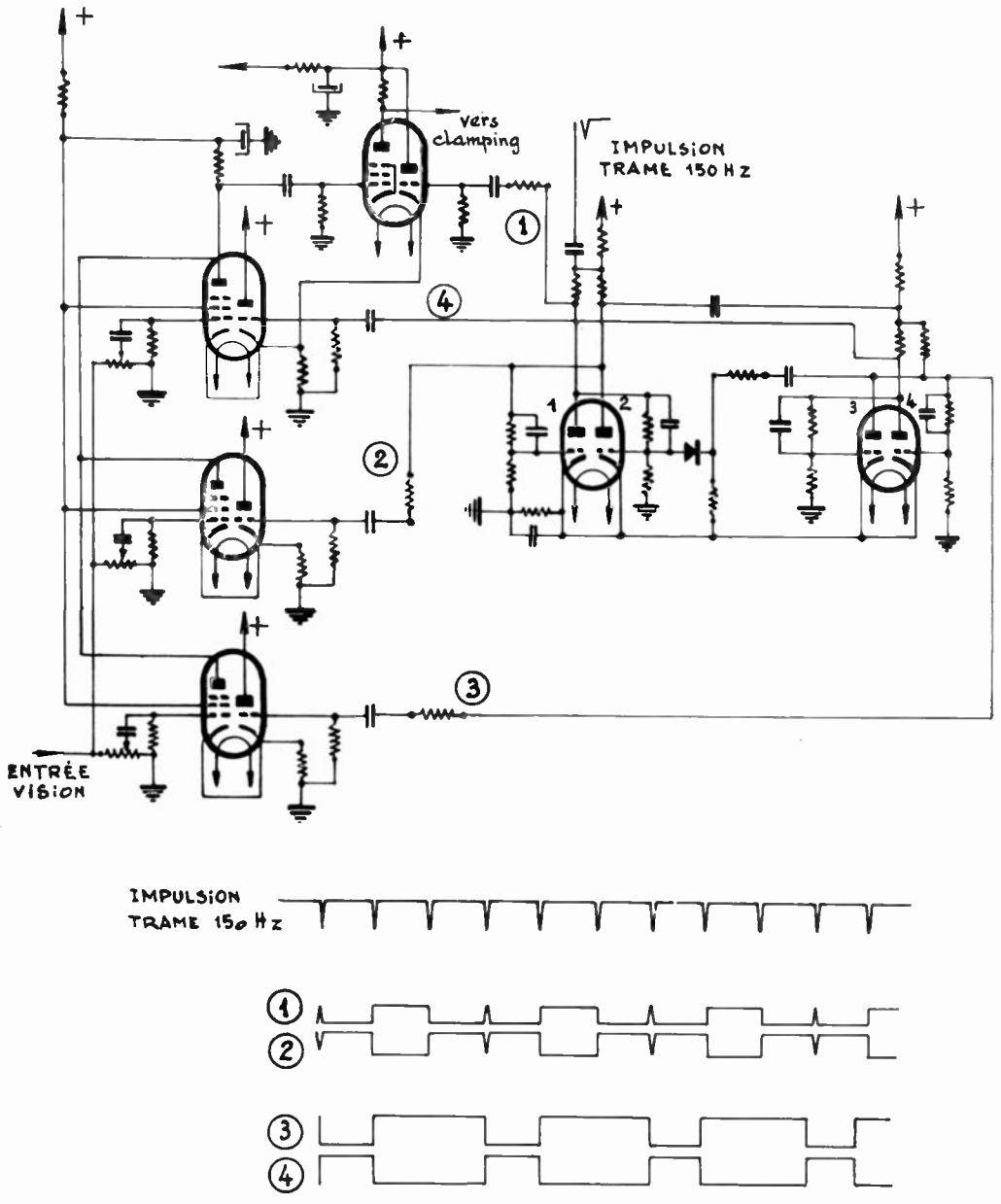


FIG. 5. — Dispositif d'équilibrage des couleurs.

Le signal de vision venant de la voie entre sur trois potentiomètres montés en parallèle. Une fraction variable en est injectée sur les grilles de trois tubes ayant leur charge anodique commune R.

Chaque tube conduit pendant la durée d'une trame correspondant à une couleur donnée, et est bloqué le reste du temps.

Le signal vision d'image obtenu aux bornes de R est amplifié, puis après « clamping » et mélange de suppression destinés à rétablir le niveau de noir et à supprimer le parasite dû à la commutation électronique des couleurs, il est envoyé aux tubes de sortie. Le mélange vision-synchronisation, destiné à fournir un signal video fréquence, se fait par résistances sur les sorties mêmes.

3.4. Récepteur a disque

La phase du générateur par rapport au moteur de la caméra étant fixée de façon automatique, le signal video fréquence sortant de la caméra, découpé en trois tranches d'égale durée, représente donc les trois couleurs fondamentales : rouge, bleu et vert.

On reproduira l'image originale avec un tube pour récepteur de télévision en noir et blanc à condition de mettre devant le tube un disque comportant les filtres appropriés et tournant en synchronisme avec le support de filtres de la caméra.

Le diamètre du disque étant égal à trois fois environ celui du tube, nous avons été amenés pour éviter un encombrement prohibitif à prendre un tube de

18 cm. Le choix des filtres nous a été dicté par des considérations théoriques bien connues (3).

Afin de reproduire aussi fidèlement que possible les couleurs, il est nécessaire de régler convenablement la phase du disque, ce qu'on fait en tournant manuellement le moteur synchrone l'entraînant.

Par ailleurs, des précautions ont été prises pour éviter toute induction parasite à 50 Hz, et pour stabiliser la T.H.T. à ± 2 % afin d'éviter l'apparition de franges.

3.5. Récepteur a tube trichrome

Si l'absence des problèmes de superposition, de convergence, etc. rend le récepteur à tube monochrome et à filtres tournants particulièrement avantageux en tant que récepteur de contrôle, produisant une image de faibles dimensions, la présence d'observateurs nombreux nécessite des récepteurs de grandes dimensions.

Bien que, théoriquement, des récepteurs munis de grands tubes puissent être équipés de dispositifs mécaniques faisant défiler des filtres appropriés devant le tube, cette solution conduirait à des encombrements prohibitifs et à des difficultés mécaniques non négligeables.

Pour cette raison nous avons complété l'équipement THV 140 par un récepteur donnant une image de 54 cm, muni du seul tube trichrome actuellement disponible (21AXP22A de R.C.A.). Il comporte une trentaine de tubes y compris les tubes de stabilisation des différentes tensions.

On peut espérer que d'autres tubes trichromes, mieux adaptés aux problèmes particuliers de notre équipement verront le jour sous peu. Nous pourrons alors apporter d'utiles améliorations et simplifications au récepteur décrit.

Le récepteur comporte un amplificateur video, des dispositifs de séparation et d'amplification, des signaux de synchronisation et des dispositifs de commutation électronique des signaux.

Chaque canon ne doit laisser passer que le signal correspondant à sa couleur. Il faut donc le bloquer pendant les 2/3 du temps. Les signaux de commutation nécessaires à cet effet sont fournis par un multivibrateur triphasé.

Le multivibrateur triphasé se compose de trois pentodes dont une seule peut être conductrice. Chacune de celles-ci est successivement rendue conductrice pendant un temps égal à la durée d'une trame.

Balayages

Un oscillateur bloqué piloté par les impulsions à fréquence de lignes (30,375 kHz) permet l'élaboration de la dent de scie à fréquence de lignes qui est amplifiée et appliquée par l'intermédiaire d'un transformateur aux bobines de déviation horizontale.

Le balayage image se fait aussi de façon classique.

Le tube trichrome nécessite des signaux de correction dits de convergence qui ont pour but d'assurer la superposition en tous les points de l'écran des trois

(3) Proc. I.R.E., oct. 1951.

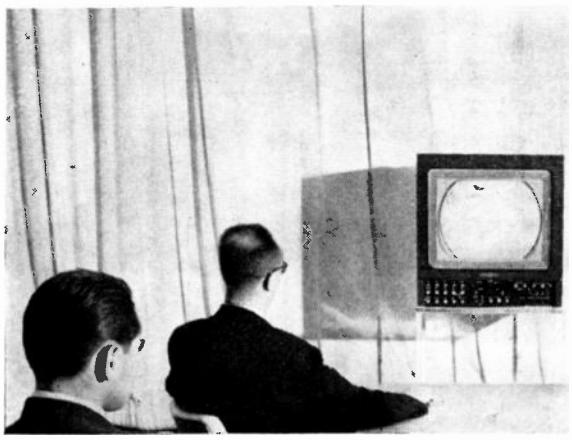


Fig. 6. — Récepteur 54 cm à tube trichome.

faisceaux cathodiques issus des trois canons. Ces signaux créent des champs ajustables, en synchronisme avec les balayages qui sont appliqués respectivement à chacun de ces faisceaux au sortir même du canon correspondant.

Des impulsions prises sur les transformateurs de balayage de lignes et d'images permettent d'élaborer des corrections d'inclinaison et de courbure que l'on envoie aux bobines de convergence.

Pour permettre une bonne superposition des trois images, la T.H.T. doit être stabilisée.

Le fait même d'utiliser en télévision séquentielle de trames un tube à trois canons entraîne une perte de rendement considérable. Aussi, pour avoir une brillance convenable, (en dépit du fait que l'illumination de la matière fluorescente correspondant à une des trois couleurs primaires n'a lieu que pendant 1/3 du temps environ), faut-il un débit important, de l'ordre de 1 mA pendant les blancs d'image.

Par ailleurs, par suite du fonctionnement du balayage de lignes à 30,375 kHz et par suite de la grosseur du canon du tube entraînant l'augmentation du diamètre des bobines de déflexion, et par conséquent la diminution de leur efficacité, la puissance nécessaire est fortement augmentée par rapport à celle qui est nécessaire avec 819 lignes du noir et blanc, qui a une fréquence d'exploration de 20 kHz environ.

Si on voulait employer le montage classique où l'énergie nécessaire au balayage horizontal et celle nécessaire pour produire la T.H.T. sont fournies par le même tube, il faudrait que celui-ci fournisse une puissance prohibitive. De plus, ce montage a l'inconvénient de rendre dépendants le balayage et la T.H.T. ; aussi a-t-on fractionné les circuits : le balayage est fourni par un tube et la T.H.T. par un autre.

Parmi les différente solutions possibles : régulation par tube monté en parallèle sur la T.H.T., régulation par tube à effet corona, régulation par contre-réaction sur le tube de puissance, c'est vers cette dernière que nous nous sommes orientés ; elle présente l'avantage de ne nécessiter que des tubes couramment employés.

PROGRÈS DANS LE DOMAINE DU REPORTAGE TÉLÉVISÉ UN NOUVEL ENSEMBLE DE PRISES DE VUES ULTRA-LÉGER

PAR

R. CAHEN et R. FONTENIT
Département Etudes Télévision
de la Compagnie Générale de T.S.F.

1. Introduction

Le reportage en direct représente à l'heure actuelle la source la plus importante des programmes de télévision, en raison de l'intérêt qu'il suscite chez les spectateurs. Or, les moyens classiques du reportage, quoique de grande qualité technique, s'avèrent souvent trop lourds et trop complexes pour être utilisés en toutes occasions ; aussi, le besoin s'est-il fait sentir d'un matériel de prise de vues portable, autonome, susceptible de saisir l'actualité sur le vif dans des conditions difficiles. (Par exemple de réaliser un reportage à partir de véhicules mobiles les plus divers). C'est pour répondre en partie à cette exigence que la C.S.F. a mis au point, il y a quelques années une caméra de ce type.

Cet article se propose aujourd'hui de décrire les caractéristiques d'un ensemble de prise de vues plus évolué, créé pour résoudre le même problème avec des solutions plus modernes et mieux appropriés à cette utilisation.

2. Progrès techniques réalisés dans la caméra CP 102

La caméra CP 101 dont l'étude remonte à l'année 1955 avait été conçue pour répondre aux trois applications suivantes :

a) Reportage télévisé,

b) Télévision industrielle,

c) Télévision militaire.

Mais il est apparu qu'une spécialisation du matériel devenait nécessaire, et ces applications ont rapidement donné naissance à trois équipements différents.

Ainsi, la nouvelle caméra CP 102 pouvait-elle se limiter aux exigences du reportage télévisé.

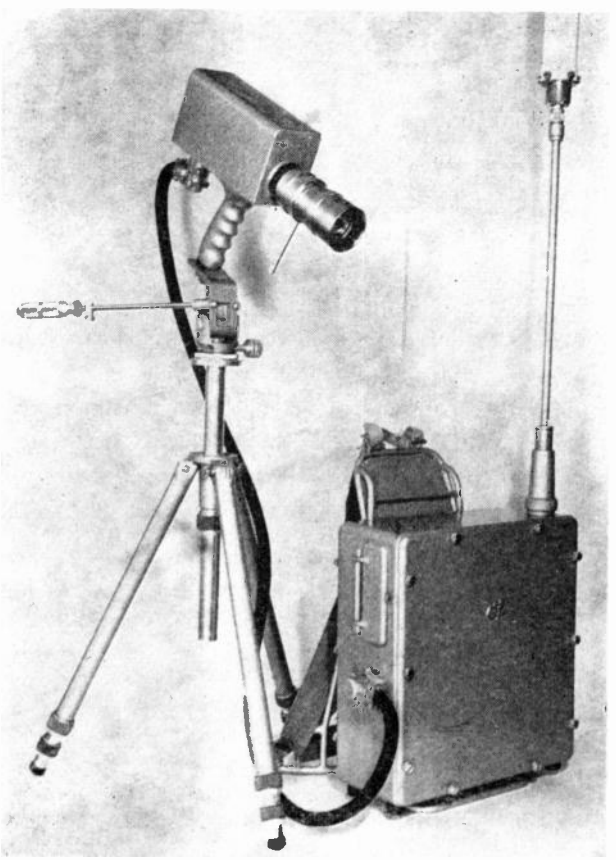


Fig. 1. — L'ensemble de prise de vue CP 102 (version 7 000 MHz).

D'autre part, l'expérience acquise dans l'exploitation de la CP 101, l'amélioration constante des pièces détachées et les progrès enregistrés dans le domaine des transistors au cours de ces dernières années, permettaient de concevoir un équipement moderne d'une qualité nettement supérieure à celle du précédent.

2.1. Perfectionnement des circuits électriques

L'équipement CP 101 était le résultat d'un compromis entre les conditions suivantes :

— Obtenir une image stable et de bonne qualité,

— Limiter le poids et l'encombrement du matériel,

— Assurer à la liaison une autonomie de trois ou quatre heures.

2.1.1. *Circuits video*

L'emploi de tubes subminiatures et une transistorisation poussée permettent actuellement de conserver l'autonomie, de réduire l'encombrement et d'améliorer les performances.

On obtient ainsi de la CP 102 les caractéristiques comparées suivantes :

— Amplificateur video à plus large bande et permettant la modulation d'un émetteur plus puissant.

— Utilisation d'un système d'alignement plus efficace.

— Formation des signaux de base permettant le fonctionnement par simple commutation sur un générateur de synchronisation extérieur.

— Formation des impulsions de découpage à l'intérieur du signal de synchronisation trame (pour les standards autres que 819 lignes).

— Meilleur temps de montée des signaux de synchronisation.

— Meilleure stabilité du démultiplicateur de synchronisation aux températures extrêmes.

— Amélioration des circuits de balayage et des réglages de linéarité.

Ces divers perfectionnements ont permis d'obtenir une meilleure qualité de l'image, une augmentation de l'information utile dans le signal démodulé, et des signaux plus proches des standards de Télévision.

2.1.2. *Compensation automatique des variations d'éclairement*

Une des difficultés rencontrées dans l'exploitation de la CP 101, résidait dans l'obligation d'adapter l'ouverture de l'objectif à l'éclairement de la scène télévisée. Grâce à une liaison d'ordres entre la réception de l'image et la caméra, il était possible d'indiquer au cameraman les corrections nécessaires.

Pour éviter cette difficulté, un dispositif de correction automatique de sensibilité de l'analyseur a été incorporé à la CP 102. Ce dispositif consiste à établir une boucle de contre-réaction entre le signal video de sortie de l'équipement et l'électrode de cible du vidicon.

Ce tube étant réglé au départ à la sensibilité optimum, un accroissement de lumière réduit la tension de cible et maintient le niveau maximum de sortie sensiblement constant.

2.1.3. *Emetteurs HF*

La caméra CP 101 contenait un émetteur de 0,1 Watt rayonnant dans la bande III (200 MHz). Pour des liaisons éloignées, il était possible de lui adjoindre un émetteur séparé de 5 W dans la même bande. Le premier émetteur couvrait une zone de quelques centaines de mètres, autour de la caméra, le second avait une portée de quelques kilomètres.

Il paraissait souhaitable d'augmenter les possibilités du matériel de deux manières :

1) Incorporer dans la caméra un émetteur de puissance plus grande.

2) Utiliser de nouvelles bandes de fréquence.

Aussi, la caméra CP 102 peut-elle contenir trois versions différentes d'émetteurs :

a) En bande III, un émetteur modulé en amplitude d'une puissance voisine du Watt. Cette bande est très favorable à une transmission en présence d'obstacles. Par contre, elle est très encombrée par les émetteurs de télédiffusion et les canaux disponibles sont constamment brouillés.

b) En bande IV, un émetteur analogue rayonne dans la gamme des 500 MHz, où il est relativement facile de trouver des canaux disponibles, pour le moment. Par contre, les conditions de propagation en présence d'obstacles sont moins favorables qu'en Bande III.

c) En ondes centimétriques, un klystron reflex délivre une puissance de 0,1 Watt dans le spectre des 7 000 MHz. Ces ondes très courtes ont l'inconvénient d'obliger la caméra à rester en visibilité par rapport au récepteur. Par contre, l'emploi d'aériens directifs et les avantages de la modulation de fréquence rendent cet émetteur très simple, particulièrement intéressant pour de nombreuses applications.

2.2. Perfectionnement des équipements de réception

Une gamme complète de récepteurs et d'équipements annexes a été étudiée pour capter les différents émetteurs de la CP 102, et restituer un signal aussi correct que possible. Nous examinerons au chapitre 4 le détail de ces équipements.

2.3. Perfectionnements optiques et technologiques

Parallèlement aux performances des circuits électriques, la nouvelle caméra bénéficie de certaines améliorations technologiques et optiques.

2.3.1. *Analyseur, optique*

Le vidicon utilisé dans la CP 102 est du type 7.038 (ou équivalent). Grâce à une technologie améliorée, ce tube présente par rapport aux modèles anciens des avantages intéressants :

— Verre frontal de bonne uniformité optique,

— Gain en sensibilité à la lumière dans le rapport de 1 à 5, sans apparition de tache ni de traînage excessif.

Dans le domaine des objectifs, de gros progrès ont été enregistrés ces derniers temps. Citons pour mémoire parmi les productions les plus récentes :

— un objectif de distance focale égale à 25 mm et ouvert à 1 /0,95.

— un objectif à focale variable de 20 à 80 mm d'ouverture 1 /2,5 muni d'un viseur reflex assurant le contrôle du cadrage et la mise au point. Cet objectif de dimensions réduites, se caractérise par un grand pouvoir séparateur et permet d'éviter l'emploi d'un viseur électronique dont la consommation réduirait l'autonomie du matériel.

Grâce au premier de ces dispositifs et au vidicon 7 038, il a été possible d'obtenir de bonnes images contrastées avec un éclairement de scène inférieur à 50 lux.

2.4. Perfectionnements technologiques

Nous donnerons par la suite la description détaillée de l'équipement CP 102. Nous nous limiterons donc à l'énumération des perfectionnements suivants :

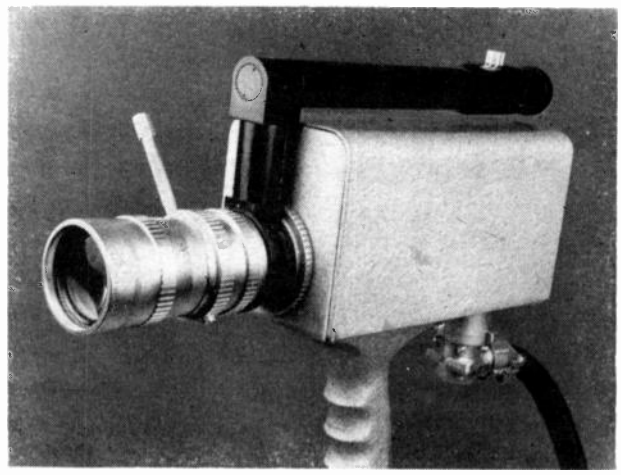


Fig. 2. — La camera CP 102 munie de son objectif à foyer variable et de son viseur reflex.

3. Description du matériel portable CP 102

L'équipement est divisé en deux parties :

— une caméra légère portée à la main,

— un boîtier dorsal surmonté de l'antenne d'émission.

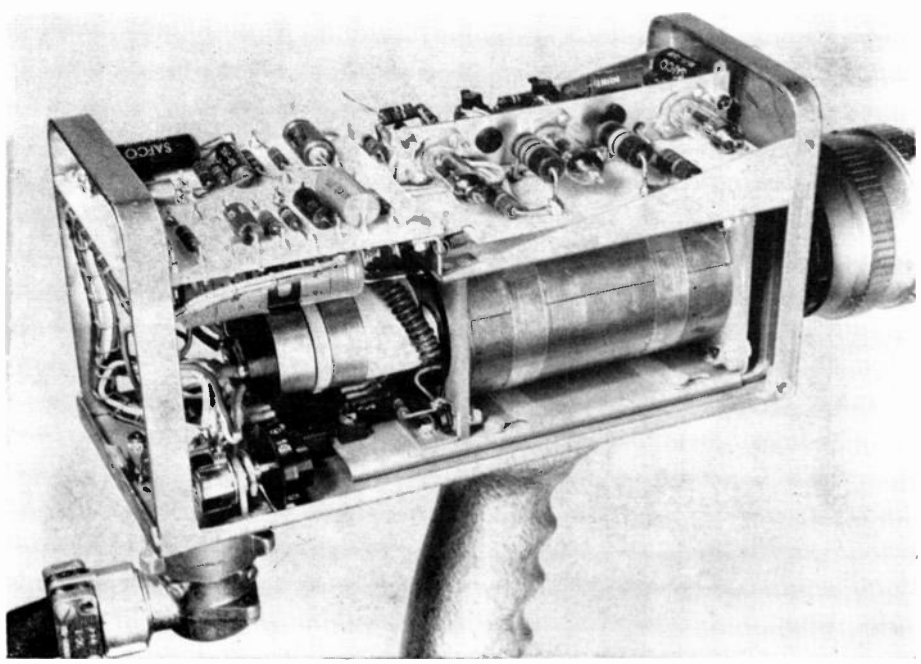


Fig. 3. — Camera CP 102 ouverte. On distingue dans la partie supérieure le préamplificateur antimicrophonique.

— Miniaturisation des pièces et des tubes,

— Réduction en un seul boîtier de l'équipement dorsal,

— Suspension antimicrophonique du préamplificateur,

— Accessibilité extérieure des principales commandes.

Ces deux coffrets sont réunis par un câble.

Le boîtier dorsal renferme :

— le démultiplicateur de synchronisation transistorisé,

— la platine d'élaboration des signaux de base transistorisée.

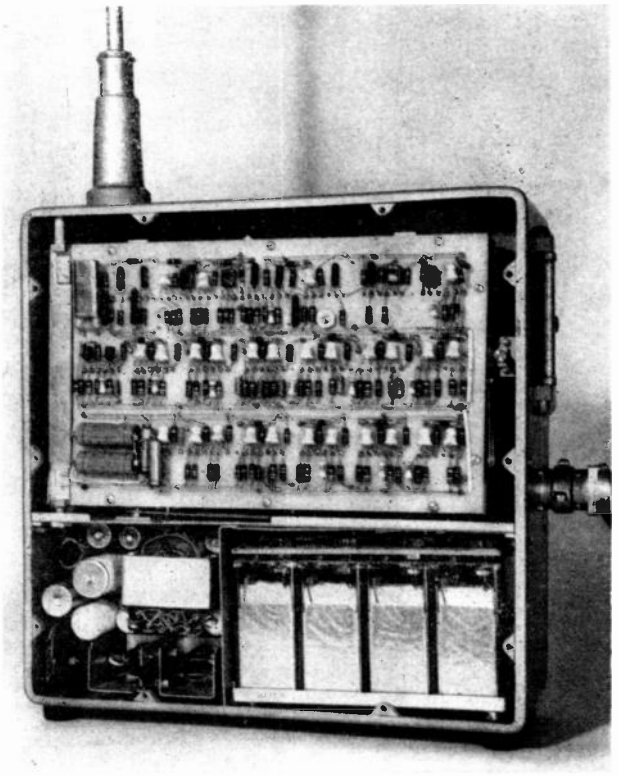


FIG. 4. — Boîtier dorsal de l'équipement CP 102. Au dessous de l'alimentation apparaît la platine du générateur de synchronisation.

— le bloc d'amplification video et de commande de voie,

— un émetteur HF,

— l'alimentation HT transistorisée et la batterie.

3.1. CAMÉRA

La caméra comprend :

— le bloc d'analyse,

— un préamplificateur suspendu à faible bruit (cascode),

— un objectif à focale variable avec viseur réflex.

3.2. DÉMULTIPLICATEUR DE SYNCHRONISATION TRANSISTORISÉ

Ce chassis a pour rôle principal d'engendrer les signaux aux fréquences d'analyse horizontale et verticale, en assurant l'entrelacé des trames. La double fréquence ligne de référence est obtenue par l'emploi d'un oscillateur piloté par quartz.

Cet oscillateur est lui-même suivi :

— d'un diviseur par 2 qui délivre la fréquence ligne,

— d'un démultiplicateur qui délivre la fréquence trame.

Ce démultiplicateur est réalisé à l'aide d'échelles binaires à réinjection.

Ce chassis permet encore d'isoler certaines impulsions complémentaires qui servent au calibrage des signaux à fréquence trame.

3.3. ELABORATION DES SIGNAUX DE BASE

A partir des impulsions délivrées par la platine précédente sont formés les signaux de base :

— les impulsions de déclenchement ligne,

— les impulsions de déclenchement trame,

— le mélange des signaux de suppression ligne et trame,

— le mélange des signaux de synchronisation ligne et trame.

Une commutation permet au matériel de fonctionner à partir d'un générateur extérieur fournissant les mêmes signaux.

Ce chassis assure par ailleurs la génération de signaux secondaires, comme :

— les signaux d'extinction des retours d'analyse,

— les signaux de « clamping ».

Ces impulsions, calibrées en durée et en phase,

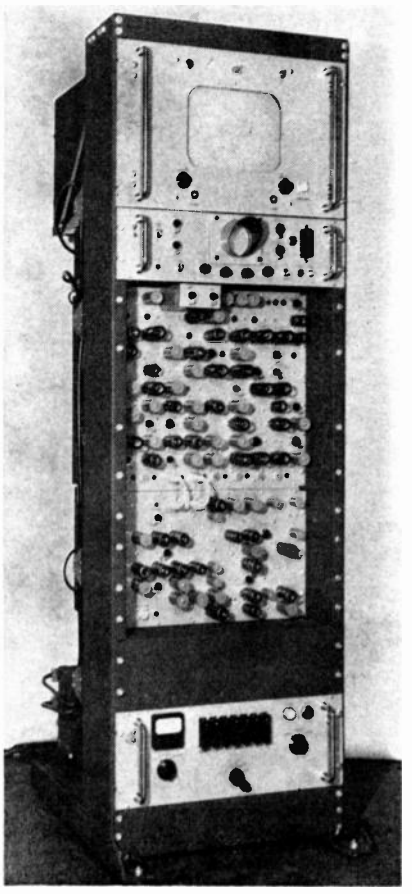


FIG. 5. — Baie de stabilisation contenant les organes de contrôle et de régénération du signal video.

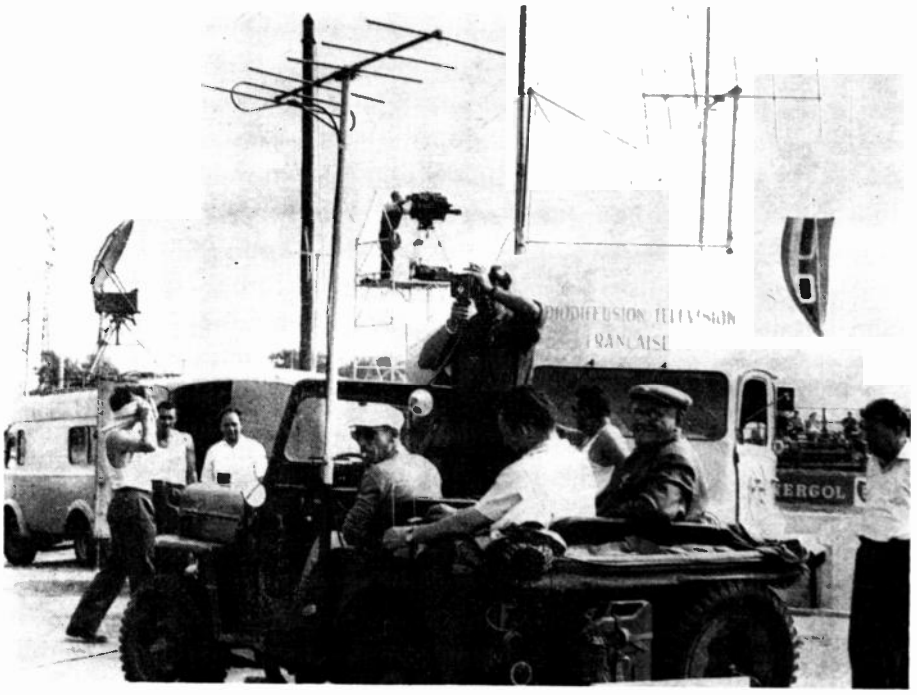


FIG. 6. — La caméra portative a suivi les coureurs cyclistes dans le circuit de Reims.

sont distribuées aux différents chassis au niveau de quelques volts.

Cette platine est entièrement transistorisée.

3.4. CHASSIS D'AMPLIFICATION VIDEO ET DE COMMANDE DE VOIE

Cet ensemble, réalisé au moyen de tubes subminiatures comporte :

L'amplificateur video de voie, à gain réglable dans lequel on distingue :

— des étages de correction video,

— un dispositif d'alignement « clamping »,

— un système d'introduction et de recoupement des signaux de suppression,

— le modulateur des émetteurs HF,

— un mélangeur de synchronisation,

— une sortie cathodyne, en cas d'utilisation de la caméra en video ou pour le contrôle.

L'ensemble de déflexion — qui comprend la formation des signaux en dent de scie ligne et trame, leur amplification en courant, ainsi que leur réglage :

— amplitude,

— linéarité,

— cadrage.

La tension de cible qui peut être manuelle ou automatique, choix qui s'effectue par l'intermédiaire d'un inverseur.

Des organes accessoires comme l'amplificateur des signaux de base et la régulation de la concentration du faisceau d'analyse.

Les différentes commandes nécessaires à l'exploitation, accessibles de l'extérieur par une porte de visite :

On distingue les commandes du tube vidicon :

— cible, faisceau, etc.

et celles de l'amplificateur de voie :

— gain, niveau de noir.

3.5. ALIMENTATION

La puissance d'alimentation est fournie par une batterie zinc/argent 12 V 20 AH. Les circuits à transistors, les filaments des tubes, la bobine de concentration sont alimentés directement sur la batterie. La H.T. nécessaire aux tubes est élaborée à partir d'un vibreur transistorisé à rendement élevé (80 %). La consommation de l'équipement est voisine de 50 Watts (émetteur compris).

4. Equipement de réception

A quelque distance de la caméra portative se trouvent les organes de réception groupés en général à l'intérieur d'un car ; celui-ci peut être lui-même autonome ou satellite. Dans le premier cas, il envoie l'image au centre de Télévision local, dans le second cas au car principal dans la régie duquel cette image est reçue en même temps que celles des caméras principales.

Le car de réception contient :

— le récepteur HF et son antenne,
— un moniteur vidéo de contrôle,
— une baie de stabilisation,

Fig. 7. — La camera CP 101 utilisée dans un reportage sur l'alpinisme.

— un émetteur de liaison d'ordre,
— un récepteur de commentaires,
— des accessoires divers.

4.1. Récepteurs HF

Deux types de récepteurs professionnels ont été étudiés pour capter les émetteurs de la CP 102.

— un récepteur à modulation d'amplitude (bande III et IV),

— un récepteur à modulation de fréquence (7 000 MHz).

Les critères suivants ont été retenus pour la détermination de ces matériels :

a) Assurer une portée maximum à la transmission grâce à un facteur de bruit aussi faible que possible et à un aérien directif.

b) Maintenir un signal démodulé constant quelles que soient les variations du champ HF dues aux vicissitudes de la propagation. Cette condition se trouve remplie dans le cas de la modulation de fréquence où le limiteur assure par lui-même la constance du signal discriminé.

Par contre, en modulation d'amplitude, un contrôle automatique de gain (CAG) s'avère indispensable. Comme l'émetteur opère en modulation positive, le CAG se réfère à l'amplitude des signaux de synchronisation reçus.

4.2. Baie de stabilisation

S'il est souvent possible de transmettre directement à la régie le signal vidéo issu du récepteur HF, il reste cependant souhaitable de lui faire subir quelques corrections grâce à une chaîne de stabilisation.

La baie de stabilisation comprend les éléments essentiels suivants :

4.2.1. *Un amplificateur de stabilisation*

Alimenté par le signal vidéo complet, l'amplificateur sépare après alignement le signal de luminance du signal de synchronisation.

Le signal de luminance traverse à son tour un amplificateur correcteur, comportant les réglages suivants :

— variation du gain,

— recollement du niveau de noir

(ces deux réglages permettent d'utiliser au maximum la dynamique vidéo disponible entre noir et blanc),

— correction du gamma qui permet de modifier les rapports de demi-teintes de l'image, pour faciliter le mélange avec des caméras Orthicon, ou remédier à certains défauts de la prise de vues,

— correction d'ouverture destinée à améliorer la définition sans introduire de distorsion de phase.

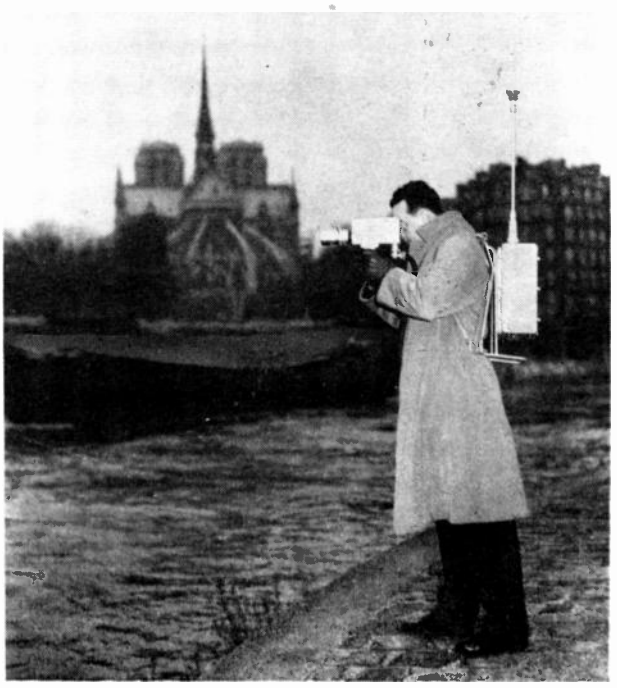


Fig. 8. — L'ensemble CP 102 en exploitation sur les berges de la Seine

4.2.2. *Un générateur de synchronisation asservi*

Le signal de synchronisation séparé à l'entrée de l'amplificateur de stabilisation est dirigé vers le générateur de synchronisation asservi dont il assure le pilotage.

Le rôle du générateur consiste à élaborer des signaux de base synchronisés qui servent :

a) à remplacer les signaux de synchronisation déformés par la transmission HF (souffle, suroscillations, etc...).

b) à alimenter des caméras complémentaires dont l'image pourra être commutée ou mélangée avec celle de la caméra portative sans décrochage des bases de temps des récepteurs, pendant la commutation.

L'amplificateur de stabilisation reçoit les signaux de synchronisation calibrés du générateur de synchronisation asservi, et les signaux d'effacement ; il recombine ces signaux avec le signal de luminance. Le signal envoyé à la régie peut être un signal complet ou un signal sans signaux de synchronisation pour le mélange.

5. Conclusion

L'ensemble de prise de vues CP 102 ainsi réalisé représente un progrès sensible par rapport à son aîné (CP 101).

On peut envisager comme très prochain l'emploi courant de ce type d'équipement dans le cadre du reportage, soit à côté des caméras classiques, soit dans le cas d'un car autonome.

Cette nouvelle technique de prise de vues nécessitera sans doute l'adaptation du personnel chargé de la mettre en œuvre, tant du côté artistique que du côté technique. Mais, le reportage télévisé y gagnera en intérêt, ne serait-ce que par l'originalité des images que seul ce type de caméra permet d'obtenir.

MATÉRIEL PROFESSIONNEL DE TÉLÉVISION EN COULEURS UTILISANT L'ANALYSE TRICHROME SIMULTANÉE

PAR

A. NEPOMIASTCHY

Chef des Etudes au Centre E.L.A. de la S.A. Philips, France

INTRODUCTION

La Télévision en couleurs n'est pas encore, en France tout au moins, un spectacle reçu à domicile comme l'est actuellement la Télévision en noir et blanc. Néanmoins, les récents progrès accomplis dans la technique de la Télévision en couleurs ont permis la diffusion rapide de tels équipements parmi les usagers professionnels, dans les divers domaines de l'industrie, de la recherche et de l'enseignement En effet, la couleur apporte une information supplémentaire importante sans laquelle la vision à distance de certains phénomènes ne présente aucun intérêt pratique. En disant cela, nous pensons plus particulièrement à l'enseignement médical et chirurgical, de même qu'à la surveillance des opérations à haute température dans la métallurgie, mais il va de soi que la couleur constitue un critère dans de nombreux autres domaines.

Il semble donc que le moment est venu de présenter un matériel professionnel de télévision en couleurs. Ce matériel est formé d'éléments divers parmi lesquels on peut choisir ceux qui s'appliquent le mieux à chaque problème technique. Il s'agira souvent de la transmission, à courte distance, d'image d'objets inaccessibles à l'œil du spectateur, et dans ce cas la transmission dite « en video » suffira, mais il arrivera parfois que la transmission soit plus lointaine et que l'on soit obligé d'utiliser les moyens en usage en télévision monochrome : câble coaxial conducteur, câble hertzien, émission hertzienne. Pour permettre cette transmission, un matériel professionnel de télévision en couleurs doit fournir un signal satisfaisant aux normes habituelles de la télévision monochrome et, en particulier, occupant la même bande de fréquences.

C'est pourquoi nous avons cru utile d'introduire avant la description du matériel de télévision professionnel, un court rappel des principes généraux de la télévision en couleurs, permettant ainsi au lecteur, mieux que par une simple description d'appareillage, de comprendre l'utilité des solutions proposées.

LA SYNTHÈSE TRICHROME EN TÉLÉVISION

Principe

La reproduction des couleurs en télévision s'opère habituellement par synthèse trichrome additive : toute couleur est obtenue par addition, en proportions convenables, de trois couleurs primaires ; ces couleurs primaires doivent être suffisamment saturées et suffisamment différentes les unes des autres pour permettre la reproduction du plus grand nombre de teintes possibles, et d'autre part doivent pouvoir être obtenues avec des matières phosphorescentes déposées sur l'écran des tubes récepteurs ; pratiquement ces couleurs sont toujours un bleu, un vert et un rouge.

La colorimétrie nous enseigne d'autre part que les quantités des « composantes primaires » nécessaires à la reproduction d'une plage de couleur C sont liées à la distribution spectrale du rayonnement émis par cette plage par trois fonctions dites fonctions de mélanges relatives à chaque primaire ; ainsi par exemple :

$$R = \int_0^\infty E_\lambda \bar{r}_\lambda \, d\lambda$$

E_λ étant l'émission spectrale de la plage C et $\bar{r}_\lambda$ la fonction de mélange correspondant à la primaire rouge. Dans la pratique, on obtient les trois « signaux » R, V, B au moyen d'un dispositif assimilable à trois caméras en noir et blanc munies de

filtres colorés choisis de manière à ce que le produit de la sensibilité spectrale du tube par la transmission du filtre soit pour chaque longueur d'onde, égale à $\overline{r_\lambda}$

L'application directe d'un tel schéma aurait pour effet de rendre l'appareillage pour télévision en couleurs trois fois plus complexe que l'appareillage pour le noir et blanc ; de plus la bande passante nécessaire pour la transmission est également multipliée par trois, ce qui est très préjudiciable si cette transmission doit s'effectuer par voie hertzienne.

Possibilité de compression de la bande passante

Or il se trouve que les exigences de l'œil ne sont pas les mêmes suivant la couleur observée. Ainsi on peut se contenter d'une définition très médiocre pour le bleu tandis que les couleurs contenant des proportions notables de vert et de rouge doivent être transmises avec la même définition qu'en noir et blanc.

De plus ce n'est pas tant par leurs variations de couleurs que l'œil distingue les fins détails, mais par leurs variations de luminances, comme dans une reproduction en noir et blanc ; la couleur ne fournit qu'une information complémentaire et n'a pas besoin d'être transmise avec la même définition. On aboutit ainsi à l'idée de transmettre deux informations, l'une à haute définition, ou « signal de luminance », qui est une forme linéaire des signaux R, V, B et qui s'écrit dans le système des primaires normalisée F C C

$$Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$$

et deux autres informations à bandes plus étroites, formant « le signal de chromaticité », et qui sont également des formes linéaires des primaires

$$C_1 = a_1R + a_2V + a_3B$$
$$C_2 = b_1R + b_2V + b_3B$$

les trois quantités Y, C_1, C_2 forment un nouveau système de primaires ; il est clair qu'au moyen d'une matrice convenable, à laquelle on applique ces trois signaux, on peut récupérer simplement les signaux R, V, B à appliquer aux récepteurs ; mais il est évident que pour que ces opérations soient possibles, il faut que les signaux R, V, B d'une part, Y,C_1,C_2 d'autre part, existent réellement à chaque instant ; autrement dit l'analyse ne peut pas être séquentielle mais doit se faire au moyen d'un appareillage de prises de vues triples fournissant simultanément trois signaux.

Les systèmes de codage à économie de bande maximum

Le changement de primaires qui vient d'être décrit permet déjà une économie de bande appréciable ; il est possible d'aller plus loin et de transmettre, à égalité de définition, toute l'information nécessaire à la reproduction en couleurs, en utilisant la même bande passante qu'en noir et blanc. Les divers systèmes permettant ce résultat sont basés sur l'emploi, pour la transmission de la chromaticité, d'une ou de deux sous-porteuses dont la fréquence est au plus égale à la différence entre la fréquence maximum transmise en luminance et la largeur de bande allouée au signal de chromaticité.

Les spectres des signaux de luminance et de chrominance sont alors imbriqués et une précaution supplémentaire doit être prise pour que le signal de chromaticité ne soit pas transmis par le canal de luminance : la fréquence de la (ou des) sous porteuses doit être un multiple impair de la demi fréquence de lignes ; il est ici intéressant de remarquer que l'organe de correction de la diaphonie entre les signaux n'est pas un circuit électrique, mais l'œil du spectateur qui intègre les stimuli de chaque trame d'analyse (les stimuli provenant de la sous porteuse sont, quand l'objet est fixe, en opposition de phase d'une trame à l'autre).

L'un de ces systèmes a été développé aux Etats-Unis sous le nom de N.T.S.C. Il consiste à utiliser pour la transmission de C_1 et C_2 deux sous-porteuses de même fréquence, mais placées en quadrature. On obtient ainsi un signal complexe de la forme :

$$C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t$$

nommé « signal de chrominance », duquel on peut extraire les signaux C_1 et C_2 par détection synchrone.

Le choix le plus simple pour C_1 et C_2 est $R - Y$ et $B - Y$. Il permet, à la réception, de récupérer R et B par addition du signal de luminance à $R - Y$ ou $B - Y$, et de V après formation de $V - Y$. Dans le système N.T.S.C. ce ne sont pas les signaux $R - Y$ et $B - Y$ qui sont utilisés pour former le signal de chrominance, mais deux signaux I et Q qui leur sont liés par des formes linéaires, auxquelles on affecte des bandes passantes différentes, plus conformes aux exigences de l'œil.

On arrive par ces procédés à transmettre une information colorée complète en utilisant la même bande de fréquences que pour la transmission en noir et blanc. Ainsi, dans le standard européen à 625 lignes où la largeur de bande est 5 MHz (distance entre porteuse et son 5,5 MHz) on peut, en N.T.S.C., placer la sous porteuse au voisinage de 4,43 MHz, le signal Q est transmis sur double bande de 0,55 MHz la bande du signal I est portée à 1,5 MHz du côté des basses fréquences. Avec le standard français à 819 lignes, on peut conserver une largeur de bande de 10,2 MHz comme en noir et blanc, en utilisant une sous-porteuse à 7,85 MHz où $R - Y$ et $B - Y$ sont transmis sous double bande de 2,15 MHz ; il n'est pas nécessaire alors de transmettre I et Q.

Les systèmes de transmission simultanés de cette classe ont un autre avantage important : le signal de luminance étant transmis comme en noir et blanc peut être reçu par tout récepteur existant ; l'image est alors semblable aux images de télévision monochrome ordinaire ; elle est seulement pri-

vée de son contenu coloré. Cette propriété du système qu'on nomme la compatibilité est aussi intéressante en télévision industrielle qu'en télévision radiodiffusée, car elle permet de n'employer des récepteurs de T.V.C. qu'aux postes où ils sont indispensables tout en disposant ailleurs de récepteurs ordinaires recevant seulement le signal de luminance, en noir et blanc.

Matériel utilisé

1. Caméras de prises de vues simultanées

Une caméra de prise de vues simultanées comporte toujours : une pupille d'entrée unique, un système optique de division des faisceaux et de formation de l'image, trois tubes analyseurs qui peuvent être des vidicons ou des images-orthicons associés aux circuits de balayage et d'amplification habituels. La pupille d'entrée commune est indispensable pour que les images soient géométriquement superposables.

La manière la plus économique de décomposer le flux incident pour obtenir les flux colorés nécessaires à la formation des composantes rouge, verte et bleue, consiste à utiliser des miroirs dichroïques dont l'absorption est négligeable. Sur le schéma de la figure 1A un premier miroir réfléchit le bleu, c'est à-dire approximativement les radiations de longueur d'onde inférieure à 5 000 Å et transmet les autres ; un second miroir réfléchit l'orangé et le rouge jusqu'à environ 5 800 Å et transmet le bleu et le vert. La lumière transmise par l'ensemble est alors verte et on a ainsi divisé le spectre en trois

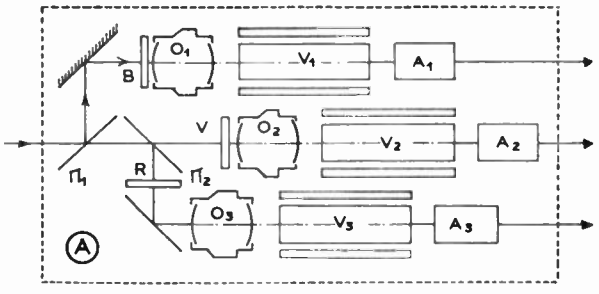


Fig. 1*a*. — Schéma de principe d'une caméra simultanée.
π_1, π_2 : miroirs dichroïques,
O_1, O_2, O_3 : objectifs,
V_1, V_2, V_3 : Vidicons,
A_1, A_2, A_3 : préamplificateurs.

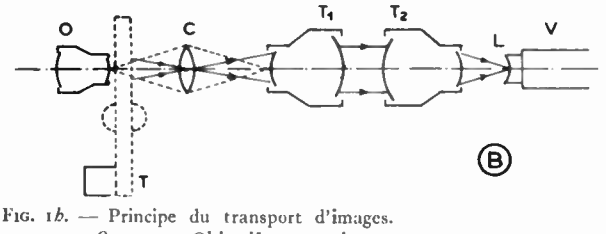


Fig. 1*b*. — Principe du transport d'images.
O : Objectif en service,
T : Tourelle,
C : Collectrice,
T_1, T_2 : Transport,
V : Tube analyseur,
L : Lentille corrigeant la courbure du champ.

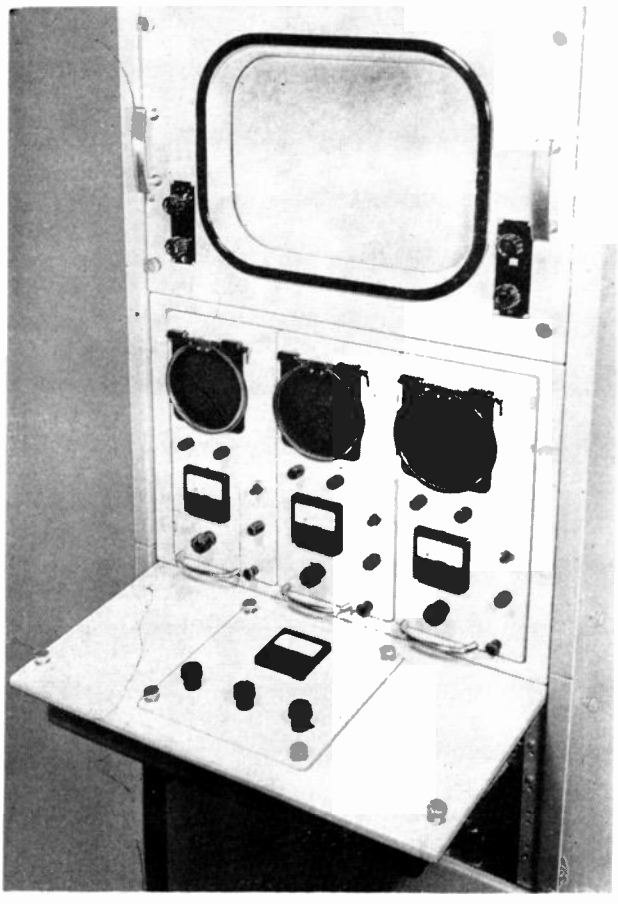


Fig. 2. — Analyseur diapositives à flying spot. Pupitre de commande.

bandes. Bien entendu on n'obtient pas exactement ainsi les trois fonctions de mélange $\bar{r}_\lambda$, $\bar{v}_\lambda$, $\bar{b}_\lambda$, dont il a été question précédemment et des filtres colorés supplémentaires sont nécessaires pour obtenir un meilleur ajustement ; il en résulte une perte de lumière par absorption, mais cette perte est beaucoup plus faible que si l'on avait effectué une division de faisceaux non sélective.

Le schéma de la figure 1A qui utilise trois objectifs indépendants ne permet pas de changer commodément de focales. Un tel changement peut se faire au moyen d'un transport d'images (*fig* 1 B). Les objectifs sont alors montés sur une tourelle, comme dans une caméra en noir et blanc, et l'objectif en service forme son image sur une lentille collectrice dirigeant la lumière vers une optique de transport qui peut consister en deux objectifs présentant leurs foyers images vers l'extérieur. Suivant la position des miroirs dichroïques, cette optique de transport peut être simple, triple, ou présenter seulement un élément antérieur commun.

Deux types de caméras simultanées à transport d'image ont été étudiés par la Société Philips. Elles comportent toutes deux une tourelle recevant des objectifs couvrant le format 24 × 36 mm. L'une utilise trois images-orthicons et le grandissement du transport est unitaire ; la seconde est à vidicons et possède un transport d'image de grandissement 0,4.

L'usage d'un transport d'image n'est pas nécessaire quand on dispose d'objectifs ayant un tirage suffisamment grand. C'est le cas d'une caméra développée par PHILIPS et destinée plus particulièrement à l'enseignement chirurgical. Cette caméra est munie d'un objectif PANCINOR à focale variable (42 à 170 mm) dont le tirage permet d'insérer entre l'objectif et les vidicons les miroirs dichroïques et les filtres correcteurs. De plus cette caméra peut être équipée d'un dispositif télécommandé corrigeant les défauts de l'optique.

2. BAIE DE COMMANDE ET DE CONTROLE

Les circuits sont analogues à ceux utilisés sur les caméras de télévision en noir et blanc. Cependant des précautions spéciales sont prises pour obtenir sur chaque voie des balayages identiques et des signaux de sortie équilibrés. Sauf les amplificateurs de tête et les circuits habituellement associés aux tubes analyseurs, qui sont dans la caméra, ces circuits ont leur place sur des baies de commande et de contrôle.

Un point important doit être signalé : pour la reproduction correcte des couleurs les caractéristiques des trois chaines doivent être linéaires et bien identiques. La linéarité est obtenue au moyen de correcteurs de gamma analogues à ceux qui seront décrits à propos de l'analyseur à flying spot, mais adaptés à la caractéristique des vidicons.

Les réglages nécessaires pour obtenir une bonne identité sont :

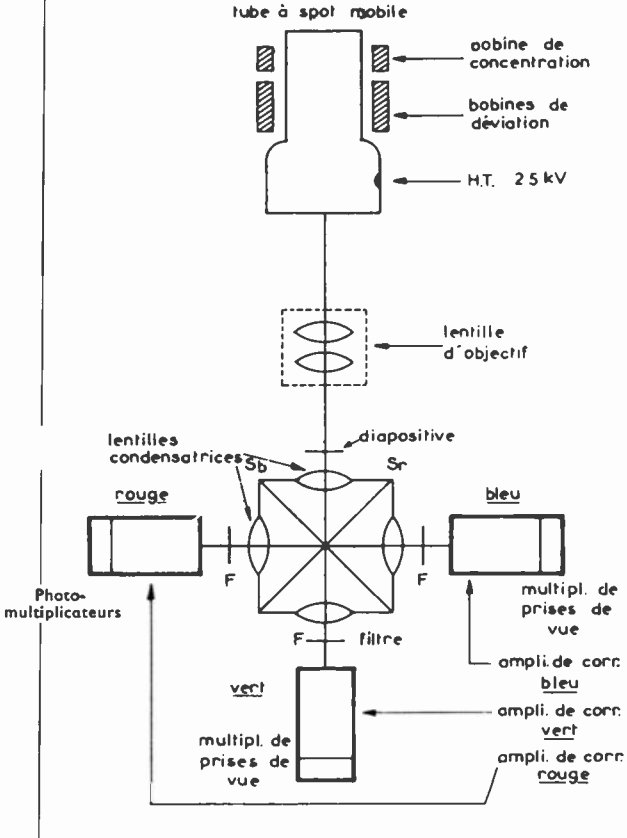


FIG. 3

— la tension appliquée à la cible de chaque vidicon ;

— l'intensité et la concentration du faisceau de balayage ;

— le gain de chaque chaine d'amplification.

D'autres réglages concernent la superposition géométrique des images primaires.

Ce sont les cadrages verticaux et horizontaux et l'amplitude des balayages.

Ces réglages, ainsi que la télécommande de l'objectif et du diaphragme, se trouvent sur le pupitre de commande de la caméra.

Pour pouvoir effectuer commodément ces opérations on dispose d'une baie de contrôle contenant un oscilloscope cathodique permettant l'examen des signaux video et d'un tube récepteur témoin, donnant une image en noir et blanc. Ces organes peuvent recevoir, grâce à un commutateur, chacun des signaux primaires.

Les baies de commande et de contrôle comprennent de plus tous les circuits habituels en télévision monochromes (générateurs de synchronisation, formation des signaux de balayage et d'effacement, etc.) ainsi que les alimentations nécessaires.

Analyseur de diapositives à flying-spot

La figure 3 représente le schéma synoptique d'un analyseur à flying-spot.

Un tube à flying-spot est un tube à rayons cathodiques dont l'écran est recouvert d'un mélange de « phosphores » donnant un rayonnement dans une zone déterminée. Pour le noir et le blanc on utilise des phosphores donnant un rayonnement dans le bleu-violet proche. Pour la couleur il faudrait que la lumière fournie comprenne toutes les longueurs d'onde du spectre visible uniformément réparties.

Les phosphores réellement utilisés sont des mélanges qui émettent une lumière contenant du bleu, du vert et du rouge en proportions inégales avec un maximum aux alentours de 5 000 A° . Dans le rouge, le rayonnement est relativement faible, les phosphores actuellement connus, donnant un rayonnement rouge, ont une constante de temps de rémanence trop grande pour être utilisés efficacement. L'image des balayages ligne et image du tube flying-spot est formée sur la surface de la diapositive en couleurs que l'on veut reproduire. A tout instant l'intensité lumineuse qui traverse l'image est proportionnelle à la transparence de la surface élémentaire traversée et la longueur d'onde de la lumière dépend de la teinte de cette surface.

Ainsi modulé, le faisceau lumineux est séparé en trois par deux miroirs dichroïques croisés comme dans le cas de la caméra. Mais maintenant les tubes photo sensibles sont les photomultiplicateurs qui transforment les variations d'intensités lumineuses monochromatiques en tensions électriques que l'on va pouvoir amplifier. L'équilibrage des primaires, compte tenu du rayonnement du tube flying-spot et des miroirs dichroïques s'effectue au moyen de

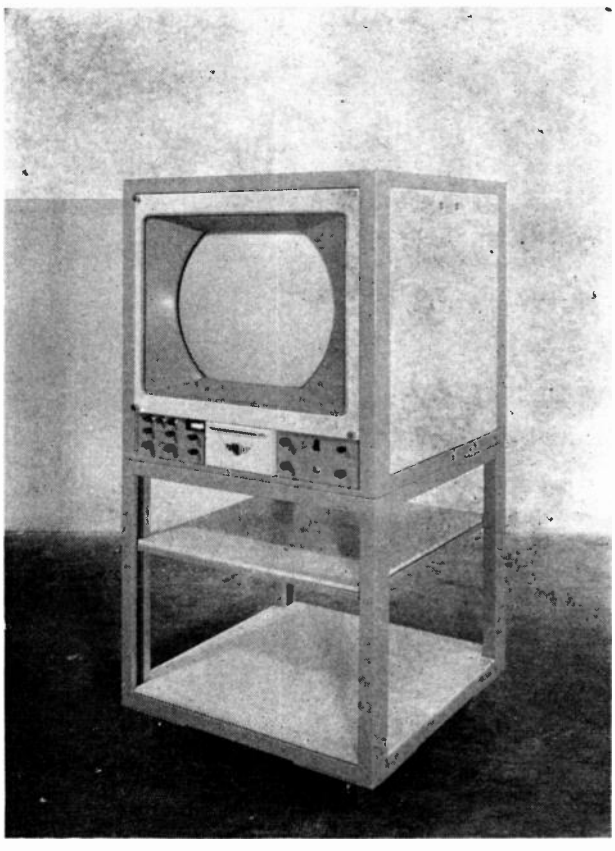


FIG. 4

filtres complémentaires placés sur les photomultiplicateurs.

Les trois tensions vidéo sont ensuite amplifiées avant correction de rémanence et de gamma.

La correction de rémanence a pour but de supprimer un effet de traînage qui vient du temps que met le phosphore à s'éteindre après que le pinceau électronique l'ait quitté. Elle se fait de façon classique au moyen de trois circuits RC placés en série dans la cathode d'un tube amplificateur.

La correction de gamma a pour but de précorriger la courbure de la caractéristique brillance — tension de Wehnelt des tubes reproducteurs en couleurs. Elle est obtenue au moyen d'une diode polarisée, placée dans la cathode d'un tube, jouant le rôle de contre réaction variable avec le niveau. Il est important pour éviter des virages de couleurs en fonction de l'amplitude que cette correction de gamma soit faite identiquement sur les trois voies et qu'elle soit stable dans le temps.

L'ensemble de l'appareil se présente en deux baies placées côte à côte. Dans la première se trouvent : le tube flying-spot MW 13-16 PHILIPS, les organes mécaniques de mise au point, de cadrage et de sélection des vues en couleurs, les tubes photomultiplicateurs (53 AVP Radiotechnique pour le vert et le bleu et 6217 RCA pour le rouge) et les alimentations du tube flying spot et des photomultiplicateurs.

Dans la deuxième baie se trouvent : un moniteur en noir et blanc permettant de voir séparément les trois images V,R et B, un oscilloscope de profil, les trois voies d'amplification les corrections de rémanence et de gamma et les alimentations.

Un tel appareil sert à passer toutes les vues fixes en couleurs dont on peut avoir besoin dans un programme de télévision en couleurs : illustrations, reproductions de tableaux, etc. avec une grande qualité d'image.

Moniteur en couleurs équipé d'un tube à « Shadow-Mask »

Le tube à shadow-mask a été conçu et développé par la firme américaine R C A. Il est maintenant construit en série dans les usines PHILIPS à Eindhoven.

Le tube à shadow-mask est un tube qui contient trois canons électroniques commandés par les signaux primaires. Il permet donc l'observation d'une image simultanée. Ces trois canons émettent des faisceaux électroniques que l'on oblige à passer à travers une plaque percée d'une grande quantité de petits trous. On conçoit que l'on puisse, en choisissant bien les conditions mécaniques, s'arranger pour que les faisceaux émanant de trois points différents d'un plan de référence frappent trois surfaces élémentaires de l'écran complètement indépendantes. Si l'on dispose sur ces trois surfaces les trois « phosphores » *R*, *V* et *B* on a matérialisé un « point » d'image dont la couleur dépendra de l'intensité de chacun des faisceaux frappant les divers phosphores.

Le moniteur équipé du tube à shadow-mask est destiné à remplir le même rôle qu'un moniteur monochrome dans une voie en noir et blanc. Pour cette raison, les commodités d'emploi ont été particulièrement soignées. Il est possible en particulier de contrôler et doser séparément chaque composante monochromatique. Le réglage initial du moniteur se fait en réalisant une image en noir et blanc au moyen du même signal vidéo appliqué aux trois voies d'amplification. En fonctionnement normal les boutons de réglage de gain et de polarisation communs aux trois voies permettent de régler très rapidement la brillance et la gradation de l'image observée.

Projecteur de télévision en couleurs sur grand écran

L'appareil comprend essentiellement trois projecteurs disposés côte à côte utilisant un système optique de SCHMIDT. Les images monochromatiques *R B V* sont projetées sur un écran dont les dimensions sont de 3 × 4 m.

Le problème fondamental pour un appareil de cette conception réside dans la superposition aussi exacte que possible des trois images. En effet si nous regardons (fig. 5 A) une vue de dessus du projecteur, nous voyons que les projecteurs extrêmes R et B ont leurs axes inclinés pour couper l'écran au point M de manière à superposer les médianes des 3 images. Toutefois, pour chacun des projecteurs extérieurs (fig. 5 B), le grossissement du côté gauche de l'image n'est pas le même que celui du côté droit, de sorte qu'ils fournissent chacun une image trapézoïdale. Pour pallier cet inconvénient on introduit, pour les

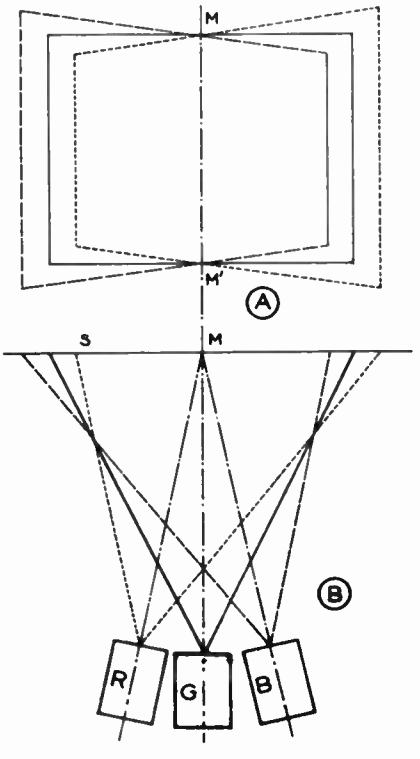


FIG. 5

projecteurs extérieurs, une correction électrique à la fois dans la déviation verticale et la déviation horizontale.

Ces réglages, purement électroniques, permettent d'obtenir une superposition excellente sur la totalité de la surface de l'écran avec une grande stabilité.

La luminance obtenue dans le blanc est de 5,6 foot Lambert (60 apostible) qui convient pour une assistance moyenne de 300 personnes

Ce résultat particulièrement attractif a pu être obtenu grâce à la disposition décrite ci-dessus qui permet une projection directe des images sur l'écran pratiquement sans pertes de lumière.

Tout autre mode de projection, s'il est exempt de distorsion, entraîne une perte de lumière.

CONCLUSION

Comme nous venons de voir dans ce bref exposé, l'analyse trichrome simultanée a permis aux équipements de Télévision en couleurs basée sur ce principe de conserver, à définition égale, la même largeur de bande que celle qui est déjà utilisée pour la transmission de la Télévision noir et blanc. Cette caractéristique importante, constituant une économie considérable de la bande de fréquence, jointe à la possibilité d'employer également un récepteur normal noir et blanc comme poste récepteur secondaire procure aux équipements un avantage important vis-à-vis des matériels utilisant le principe d'analyse séquentielle.

NOTE SUR LA RÉDUCTION DE LA QUANTITÉ D'INFORMATION CONTENUE DANS UNE IMAGE DE TÉLÉVISION

PAR

A.V.J. MARTIN

Docteur de l'Université de Paris
Professeur d'Electronique au Carnegie Institute of Technology, Pittsburgh, U.S.A.

Mesure de l'information

Selon la théorie de l'information établie par Hartley, la mesure H de la quantité d'information que peut fournir une source qui dispose de M symboles est simplement

$$H = \log M$$

Avec les logarithmes de base 2, l'unité d'information est le bit, de sorte que

$$H = \log_2 M \quad \text{bits} \tag{1}$$

Si cette information est obtenue en un temps T, la capacité de la source est

$$C = \frac{H}{T} \text{ bits par seconde} \tag{2}$$

Si l'information transmise contient n symboles choisis dans une collection disponible, ou alphabet, de s symboles différents, on a

$$M = S^n \tag{3}$$

de sorte que

$$H = n \log_2 s \quad \text{bits} \tag{4}$$

Image télévisée

Dans le cas d'une image de télévision complète, trame paire et trame impaire, les n symboles qui constituent l'information transmise sont les n points élémentaires qui constituent l'image. Leur nombre est aisément calculé. Il est

$$n = \frac{2B}{f_i}$$

B : bande passante video

f_i : fréquence images

On obtient ainsi par image

— en 819 lignes français $n = 832\,000$
— en 625 lignes CCIR $n = 400\,000$
— en 525 lignes USA (30 images par seconde) $n = 266\,000$
— en 405 lignes britannique $n = 240\,000$

On considérera essentiellement dans cette étude le standard français.

Par ailleurs, s représente le nombre de symboles différents dans l'alphabet avec lequel est construit le message. Dans le cas de l'image télévisée, s est le nombre de niveaux de luminosité différents que l'on peut observer sur l'image, du blanc pur au noir plein.

Effet du bruit

Il semblerait a priori que l'on puisse distinguer une infinie variété de niveaux de luminosité, et

qu'en conséquence s doive être infini. Tel serait le cas si le système de télévision était parfait. Hélas ! La perfection n'est pas de ce monde, et il n'existe aucun signal pratique qui soit totalement dénué de bruit de fond, si petit soit-il. Les fluctuations erratiques de niveau dues à ce bruit de fond masquent complètement les petites variations de niveau du signal, de sorte que l'on ne peut distinguer une variation du signal que si elle est au moins égale aux fluctuations dues au bruit.

Si E_s est le niveau du signal et E_b le niveau du bruit, le niveau total du message qui contient et le signal et le bruit sera

$$E_s + E_b$$

Comme la plus petite variation de signal que l'on pourra observer sera égale au niveau du bruit, on pourra distinguer

$$S = \frac{E_s + E_b}{E_b}$$

niveaux différents du signal.

En d'autres termes, l'alphabet aura

$$s = 1 + r \quad \text{symboles}$$

avec

$$r = \frac{E_s}{E_b} = \text{rapport signal sur bruit}$$

Par suite, d'après (4)

$$H = n \log_2 (1 + r) \qquad (5)$$

et la quantité d'information est limitée

1. par la bande passante B qui limite n

2. par rapport le signal sur bruit r qui limite s.

La représentation graphique de l'équation (5) est donnée figure 1 pour le standard français. Le choix de coordonnées linéaire-logarithmique conduit évidemment à une ligne droite.

L'échelle des abscisses porte le rapport signal sur bruit r.

L'échelle des ordonnées porte la quantité d'information par image H en millions de bits.

La capacité C est

$$C = 25\ H \quad \text{bits par seconde}$$

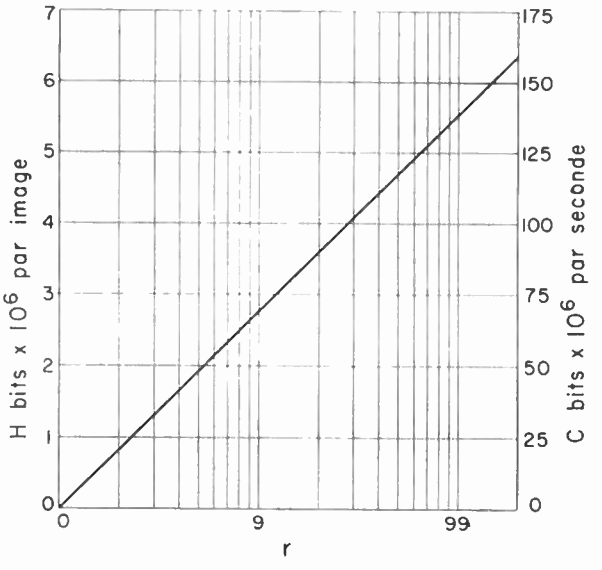


FIG. 1. — Quantité d'information H en fonction du rapport signal sur bruit r.

Quantification de l'image

On considère généralement qu'un rapport signal sur bruit de 40 dB procure une excellente image. Dans ce cas, on a

$$H = n \log_2 101$$

$$H = 5\,540\,000 \text{ bits par image}$$

pour le standard français.

Cependant, des expériences répétées ont montré qu'il était inutile de distinguer 101 niveaux de luminosité pour obtenir une image satisfaisante. On peut réduire ce nombre jusqu'à 8, c'est-à-dire quantifier l'image à huit niveaux, ou encore réduire l'alphabet à huit lettres, avec une perte de qualité largement admissible.

Avec $s = 8$

$$H = n \log_2 8$$

$$H = 2\,496\,000 \text{ bits par image}$$

L'économie obtenue est considérable par rapport au chiffre précédent. Elle est de l'ordre de 55 %.

Il est intéressant de voir comment la quantification des niveaux de luminosité diminue le contenu d'information de l'image. Cela est indiqué par la figure 2, qui est universelle car l'économie obtenue E a été exprimée en pourcents en fonction du nombre de niveaux quantifiés s, et est indépendante du standard de l'image. Le choix de coordonnées semi-logarithmiques conduit à une ligne droite, ainsi qu'il est évident si l'on se réfère à la formule qui donne la valeur de H.

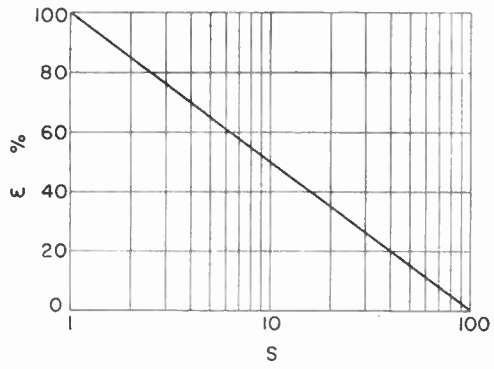


FIG. 2. — Pourcentage d'économie en fonction du nombre de niveaux quantifiés.

La quantification de l'image offre donc un moyen de réduire notablement la quantité d'information. Accessoirement, elle présente l'avantage pratique d'éliminer une bonne partie du bruit de fond. Le bruit de fond résiduel se produit pour les valeurs du signal voisines des niveaux quantifiés, où les fluctuations erratiques font sauter le signal d'une valeur quantique à la valeur voisine.

Redondance

Dans une image télévisée, la quantité moyenne d'information par point est toujours de loin inférieure au maximum théorique. Cela signifie qu'une partie de l'image ne fait que répéter des informations déjà connues, et résulte du fait que chaque point ne constitue pas une entité indépendante, mais est fortement lié aux points avoisinants.

Cette répétition partielle d'une partie de l'information est appelée la redondance.

L'auteur a procédé par ailleurs a une étude (1) de la redondance à deux dimensions de l'image télévisée. Seuls, les résultats principaux en seront rappelés ici.

La corrélation entre points élémentaires d'une image télévisée décroît exponentiellement en fonction de la distance spatiale. Les points précédents étant alors classés par éloignement croissant, et x_{n-1} étant la corrélation entre le point considéré et le point n, la corrélation totale est déterminée par la matrice

$$P_n = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & \cdots & x_{n-1} \\ x_1 & 1 & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & x_1 \\ x_{n-1} & \cdots & & 1 \end{vmatrix}$$

(1) I.R.E. Transactions, Com. Systems, May 1959.

La redondance linéaire, en un point, due aux n points précédents voisins, est

$$R_n = \frac{1}{2}(\log_2 P_n - \log_2 P_{n+1})$$

Cette expression a été utilisée pour calculer la redondance pour une corrélation x entre points adjacents variant entre 0 et 1. Pour le balayage entrelacé, les résultats sont indiqués figure 3. On notera que R_1 et R_2 sont égaux, et que R_3 est à peine supérieur. On en conclut que la redondance due au point immédiatement précédent représente une grande part de la redondance totale. Le tableau suivant donne les valeurs numériques.

x	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95
R_1	0,007	0,029	0,068	0,126	0,127	0,322	0,486	0,737	1,197	1,679

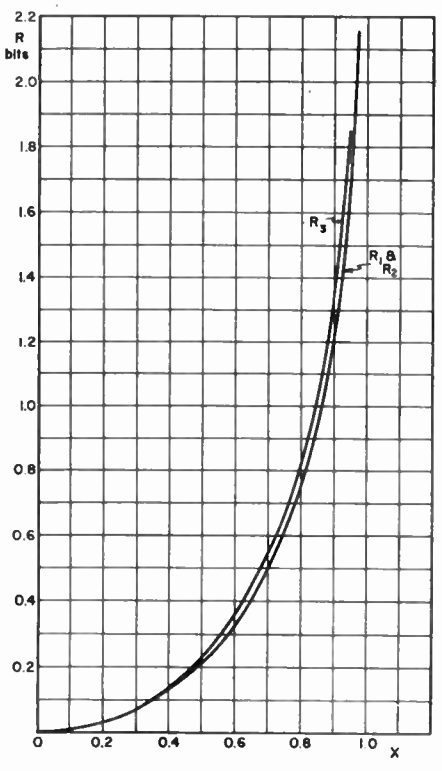


FIG. 3. — Redondance en fonction de la corrélation x pour un balayage entrelacé.

Pour les images de télévision usuelles

$$0{,}7 < x < 0{,}9$$

ce qui correspond à des valeurs élevées de R. En fait, le gain procuré par le redondance due au point

précédent varie entre 0,5 et 1,2 bits par point-élément d'image. Il est à noter que ce gain pourrait être obtenu à l'aide d'un système relativement simple, la distance temporelle réduite qui sépare deux points consécutifs permettant l'emploi d'un circuit d'accumulation à délai faible, de l'ordre de 0,05 microseconde.

L'économie obtenue se situerait entre 316 000 et 998 400 bits par image, soit approximativement 12,5 à 40 % de l'image quantifiée.

Conclusion

La quantité d'information maximum que peut contenir une image télévisée n'est pratiquement jamais mise à profit. De plus, de la corrélation inter-points résulte une redondance élevée qui réduit la quantité d'information réelle. Enfin, les propriétés de l'œil rendent possible une réduction marquée du nombre des niveaux de luminosité constituant l'image sans dégradation gênante. On peut ainsi se contenter d'une quantité d'information utile particulièrement réduite.

La quantité d'information contenue dans une image de télévision au standard français de 819 lignes peut être évaluée à 5,5 millions de bits pour une image de bonne qualité.

Par une quantification à huit niveaux de l'information, il est possible de réduire ce chiffre de plus de moitié, tout en conservant à l'image pratiquement la totalité de son caractère artistique.

Par ailleurs, la mise à profit de la corrélation élevée existant entre un point-élément et les points voisin fournit un autre moyen de réduire notablement la quantité d'information transmise. Pour de fortes corrélations, l'économie est de l'ordre de 1 million de bits par image, soit 40 % de l'image préalablement quantifiée.

La quantité d'information contenue dans l'image serait ainsi réduite à 1,5 million de bits, ce qui représente une économie de 73 % par rapport à l'image brute.

LE BROUILLAGE DES IMAGES DE TÉLÉVISION PAR LES SIGNAUX PARASITES [1]

PAR

L. GOUSSOT

Ingénieur en Chef des Télécommunications

VII. Brouillage par un signal parasite erratique continu

Le parasite erratique continu ou *bruit de fond* a la propriété de posséder un spectre de fréquence continu. L'allure de l'image produite par ce type de parasite est caractéristique. Elle présente un fourmillement de points lumineux dont la finesse de la granulation dépend de la répartition de l'énergie dans le spectre.

La gêne produite sur l'image par un bruit de fond dépend en fait de deux caractères :

1 la puissance du bruit,

2 la répartition spectrale de cette énergie.

On constate en effet que plus le grain du bruit est gros, plus la gêne est importante pour une même puissance. On peut donc attribuer à chaque bande de fréquence un certain poids relatif à la gêne qu'il crée sur l'image.

Mesure du brouillage

On repère le niveau de brouillage par le rapport.

$$\frac{S_l}{B_f} = \frac{\text{Amplitude du signal de luminance}}{\text{Valeur efficace du bruit}}$$

La valeur efficace du bruit est choisie de préférence à la valeur crête à crête par suite de l'incertitude qui existe pour la mesure de cette valeur de crête à crête ou plutôt de quasi crête à crête. Par contre la valeur efficace peut être mesurée directement par un appareil à détection quadratique ou mieux par un appareil de mesure de la puissance tel un bolomètre. C'est une grandeur physique parfaitement définie.

Etudes expérimentales sur le bruit

Un grand nombre de travaux ont eu pour objet d'étudier l'influence de la composition spectrale d'un bruit sur la gêne subjective observée sur l'image.

Les conditions d'une telle expérimentation sont généralement les suivantes :

1° — *Conditions d'observation*, à savoir :

— Composition de l'image.

— Distance d'observation.

— Particularités physiologiques de l'observateur.

2° — *Niveau de gêne.*

Il serait utile d'étudier cette gêne à des niveaux divers, mais le plus souvent les essais ont été faits à des niveaux faibles.

3° — *Décomposition du bruit en tranches caractéristiques.*

L'étude de l'importance relative des composantes de fréquence peut se faire en limitant un spectre uniforme par des filtres :

— soit à l'aide de filtres passe bas de plus en plus larges,

— soit à l'aide de filtres de bande à fréquence centrale variable.

(1) Voir le début de cet article dans le numéro 386, mai 1959, de l'Onde Electrique.

Mais on peut encore envisager l'effet de bruits couvrant toute la bande video, ceci avec des répartitions spectrales diverses. En particulier deux répartitions sont souvent rencontrées en pratique

— le bruit uniforme, amplitude des composantes constante dans la bande,

— le bruit triangulaire vrai, amplitude des composantes augmentant de 6 dB par octave,

Toutes ces conditions donnent aux expérimentateurs un grand nombre de conditions et les essais sont variés.

Filtre videométrique

Le but de ces essais est toutefois de traduire l'influence des composantes spectrales sur la gêne produite et par là de trouver une courbe de poids conduisant à la construction d'un *filtre videométrique*.

Ce filtre est équivalent au filtre psophométrique en basse fréquence. Ce filtre remplira son rôle si la condition suivante est réalisée.

Considérons une source de bruit B et une source d'image (Fig. 23). Le bruit traverse le filtre videométrique FV et est mélangé à l'image à un niveau donné (limite de gêne par exemple) donnant un rapport donné S_l/B_{fp} défini et constant. (B_{fp} = Bruit efficace pondéré).

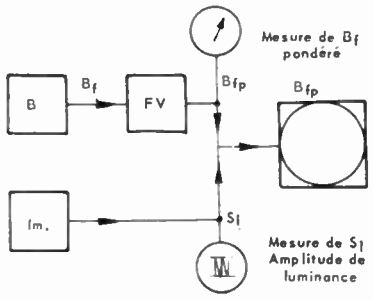


Fig. 23.

Dans ces conditions, quelle que soit la composition spectrale du bruit B, la gêne est la même sur l'image pour un rapport $\frac{S_l}{B_{fp}}$ déterminé.

VIII. Distribution des amplitudes dans un bruit normal

Un bruit « normal » tel que le bruit de fond est caractérisé par le fait que son spectre de fréquence est continu et que les phases relatives des sinusoïdes composantes sont réparties strictement au hasard (variable aléatoire).

Dans ces conditions, la distribution des amplitudes instantanées obéit à la *loi de distribution normale*.

Considérons un tel bruit. Il est caractérisé par sa *valeur quadratique moyenne* E calculable à partir de la composition spectrale du bruit (fig. 24).

Soit V_0 une amplitude donnée et r le rapport $\frac{V_0}{E}$ donnant une valeur relative de V_0 que nous appelons *facteur de quasi crête*.

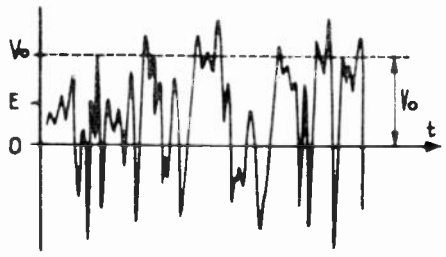


Fig. 24.

La tension réelle dépassera la valeur V_0 pendant un certain pourcentage du temps et l'on caractérise ce fait par la *probabilité* p comprise entre 0 et 1. Si $p = 0{,}32$ c'est que V_0 est dépassé pendant 32 % du temps.

La probabilité p est une fonction de $r = \frac{V_0}{E}$ (fig. 25).

La loi de distribution normale donne pour $p = f(r)$ la relation suivante

$$p = \frac{1}{E\sqrt{2\pi}} \int_{V_0}^{\infty} e^{-\frac{V^2}{2E^2}} dV = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{r}^{\infty} e^{-\frac{\rho^2}{2}} d\rho$$

ou encore $$p = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{o}^{r} e^{-\frac{\rho^2}{2}} d\rho$$

On constate en particulier que

a — Pour $r = 0$, soit $V_0 = 0$, $p = 0{,}5$ ce qui montre que la tension est au-dessus de l'axe 0 pendant la moitié du temps.

b — Pour $r = 1$, soit $V = E$, $p = 0{,}16$ ce qui montre que la tension dépasse la valeur efficace pendant 16 % du temps.

Remarquons que V_0 est une amplitude repérée algébriquement et que p correspond au dépassement par la tension V de la valeur V_0 dans le seul sens des tensions croissantes (intégrale prise entre V_0 et $+\infty$).

Détermination de la valeur quasi crête a crête

Les résultats précédents permettent de déterminer le rapport.

$$r_{qcc} = \frac{V_{qcc}}{E} = \frac{\text{Amplitude quasi crête à crête}}{\text{Amplitude efficace}}$$

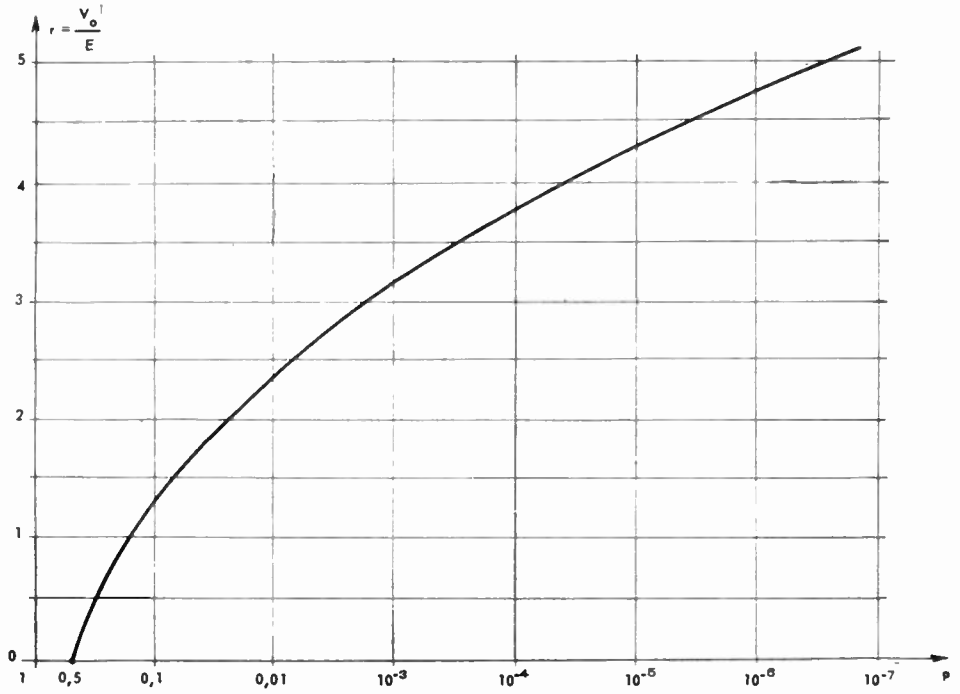


FIG. 26.

Il faut entendre par amplitude quasi crête à crête V_{pcc} la valeur 2 V_0 (figure 26). La probabilité p précédente appliquée à V_0 donne le pourcentage du temps pendant lequel V dépasse V_0 *dans un seul sens*. Si on considère les dépassements de V hors des limites fixées par les valeurs $\pm V_0$, la probabilité devient double.

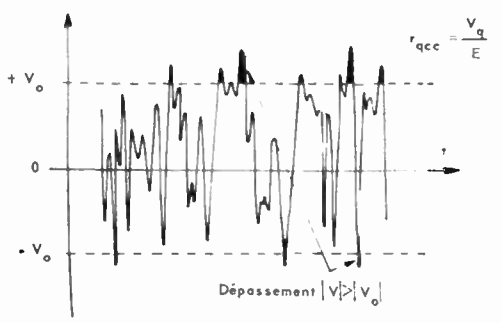


FIG. 25.

On obtient ainsi les résultats souvent utilisés.

a — Pour $p = 0{,}005$, la valeur V dépasse V_0 pendant 0,5 % du temps dans chaque sens et dépasse donc les limites $\pm V_0$ pendant 1 % du temps. Cette valeur $p = 0{,}005$ correspond à $r = \dfrac{V_0}{E} = 2{,}5$ soit 8,2 *dB* d'où le rapport

$$[r_{qcc}]_{dB} = \left[\frac{2V_0}{E}\right]_{dB} = 8{,}2 + 6 = 14{,}2 \text{ dB}$$

b — Pour $[r_{qcc}]_{dB} = 18$ dB $\qquad [r_{qcc}] = 12$ dB

on trouve $r = 4$ et $p = 0{,}000032$.

La valeur $\pm V_0$ est ainsi dépassée pendant 0,0064 % du temps.

Loi normale et répartition spectrale

Un bruit répond à la loi normale précédente quelle que soit sa composition spectrale et en particulier un bruit erratique continu filtré par un circuit donné suit cette loi normale. Seule la valeur efficace E est influencée par le filtrage. Il est possible de calculer cette valeur en connaissant le spectre de fréquence du bruit.

IX. Méthode de mesure des parasites erratiques continus

1. Mesure de la valeur quadratique

Mesure directe de la valeur quadratique moyenne

La valeur quadratique moyenne ou valeur efficace traduit l'équation (courant) :

$$I^2_{eff} = \frac{1}{T}\int_0^T i^2\,(t)\,dt$$

La composante continue ainsi obtenue est proportionnelle à la puissance électrique fournie par le signal variable $i(t)$, ici le bruit.

Une première méthode de mesure consiste à utiliser un appareil donnant directement la puissance $P = RI^2_{eff}$. Un tel appareil, utilisable sur une bande de fréquence très large, existe, c'est le bolomètre. Mais son emploi est délicat et il est réservé aux laboratoires d'étalonnage.

Une seconde méthode, pratique, consiste à utiliser *un détecteur à réponse quadratique*. La théorie de la détection montre que la réponse représente la valeur efficace. En pratique certains millivoltmètres commerciaux réalisent approximativement cette condition. L'approximation est optimum pour un certain niveau du signal et il y a lieu de rechercher ce niveau et d'utiliser l'appareil *à niveau constant*.

A défaut d'un appareil spécialement étalonné, le millivoltmètre PHILIPS GM 6010 réalise à peu près cette condition à certains niveaux. La question de l'étalonnage de l'appareil est toutefois délicate.

Méthode de mesure

Le schéma de la figure 27 montre la méthode normale de mesure. La source de bruit alimente :

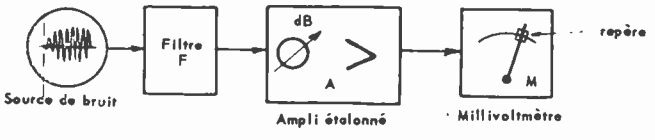


FIG. 27.

1° — *Un filtre F* comprenant deux éléments :

a — Un filtre passe bas à coupure raide limitant la bande du spectre de bruit à la bande utile exacte. Les composantes du bruit en dehors du spectre utile sont ainsi éliminées de la mesure. En général, la fréquence de coupure est sensiblement la fréquence de la bande video utile.

b — Un filtre de pondération du bruit si la mesure le demande.

2° — *Un amplificateur A* tel que :

a — Sa réponse est plate (± 1 dB par exemple) sur toute la bande video utile.

b — Son gain est contrôlé avec précision par un atténuateur étalonné en décibels. Cette atténuation sert de mesure du bruit.

Le gain est réglé et fixé de telle manière que l'on obtienne aisément le niveau désiré sur le détecteur et que l'étalonnage du gain soit facile.

3° — *Un détecteur quadratique* qui peut être un millivoltmètre commercial dont on a vérifié la bonne caractéristique pour un niveau du signal donné. Ce niveau de référence est fixé par une position repérée des sensibilités et de l'aiguille du cadran, cet état est maintenu inchangé.

La mesure du bruit consiste à amener l'aiguille sur son repère en réglant le gain de l'amplificateur *A*. Un étalonnage préalable permet de relier l'indication du potentiomètre à la valeur réelle de la valeur efficace du bruit à l'entrée.

Cas particulier

On peut admettre que la mesure s'effectue sans amplificateur étalonné en jouant simplement sur les sensibilités du millivoltmètre. Mais dans ce cas, la condition de réponse quadratique est probablement fausse pour beaucoup de positions et la mesure est contestable.

Conditions particulières du signal mesuré

La détection quadratique suppose que le signal de bruit mesuré comporte une composante moyenne nulle. La méthode n'est donc pas applicable à un signal de bruit qui se superpose à un autre signal (signal de luminance utile). De plus la valeur quadratique est intégrée par l'appareil avec une certaine constante de temps (circuit et équipage mécanique). L'indication n'est valable que si le bruit conserve une valeur efficace quasi constante sur une durée assez longue vis à vis de cette constante de temps.

En pratique la mesure ne s'applique donc qu'au bruit *continu* et *pur*. Ces conditions rendent cette méthode souvent impraticable pour un signal de télévision dont le bruit n'est pas indépendant de la valeur du signal utile.

La valeur quadratique moyenne constitue toutefois une caractéristique physique du signal « bruit » et cet intérêt théorique fait que c'est cette valeur qui est retenue dans les résultats finaux même si la mesure est effectuée sur d'autres caractéristiques de ce signal.

2. MESURE DE LA VALEUR QUASI CRÊTE A CRÊTE

Mesure du bruit sur l'écran d'un oscilloscope

L'oscilloscope donne d'un signal de bruit une image sur laquelle il est tentant de mesurer directement l'amplitude.

La mesure la plus facile est la mesure de l'amplitude crête à crête.

La nature aléatoire du bruit rend toutefois la mesure délicate. En effet, dans un tel signal, toutes les amplitudes sont possibles avec simplement une certaine probabilité de se manifester. Ainsi, en observant le signal assez longtemps, on peut avoir de temps à autre des élongations ou pointes de bruit qui dépassent d'une manière importante les pointes les plus souvent atteintes en moyenne. Tout ce que la théorie peut affirmer c'est que pendant une observation qui dure assez longtemps, l'élongation dépassera une certaine valeur A pendant x % du temps, les valeurs de A et de x variant conjointement.

Cet aspect particulier du bruit fait que la notion de crête à crête n'a plus de sens et qu'il est préférable de la remplacer par la notion de *quasi crête à crête* définie comme l'amplitude $2A$ qui n'est dépassée que pendant un pourcentage du temps x *très faible*.

La difficulté de la mesure provient du fait qu'il faut admettre une certaine valeur de x bien définie c'est-à-dire admettre que pour la valeur $2A$ retenue par la mesure, certaines pointes de bruit ont une amplitude plus grande mais pendant moins de x % du temps.

Correspondance entre valeur efficace et valeur de quasi crête à crête

On peut établir une correspondance mathématique entre A fonction de x donné et la valeur efficace du signal.

La valeur quasi crête à crête B_{qcc} et la valeur efficace B_f sont telles que

— Pour $x = 1\ \%$ $\quad B_{qcc} = B_f + 14$ dB

— Pour $x = 0{,}006\ \%$ $B_{qcc} = B_f + 18$ dB

Il s'agit ainsi d'apprécier x au cours de la mesure.

Considérations pratiques sur la mesure sur oscilloscope

La mesure du bruit sur oscilloscope est beaucoup plus délicate qu'il n'apparaît de prime abord.

Pour que la mesure ait le maximum de sécurité, il faut prendre en considération.

1° — *Le pourcentage de temps x dépassé par l'amplitude non retenue*

$x = 1\ \%$ correspond au passage assez fréquent de pointes. C'est une valeur qui limite plutôt les pointes suffisamment fréquentes pour qu'un dénombrement en soit presque impossible.

$x = 0{,}006\ \%$ correspond pratiquement au passage d'aucune pointe nettement perçue pendant une durée d'observation assez faible. C'est une appréciation à peu près parfaite du crête à crête visible.

2° — *La vitesse de balayage*

La luminosité du spot et la proximité sur l'oscillogramme des pointes qui servent de référence limite à la mesure, dépendent de la vitesse du balayage de l'oscilloscope.

Un cas limite consiste à supprimer le balayage horizontal. Le signal apparaît alors comme un trait vertical dont la luminosité décroît aux extrémités, L'appréciation de x est impossible mais la valeur crête à crête nettement visible est assez voisine de celle qui correspond à $x = 0{,}006\ \%$.

En cas de balayage, la vitesse de ce balayage ne doit pas être trop rapide. C'est une grandeur qu'il est utile de normaliser pour les mesures.

3° — *La luminosité du spot*

Le fait d'augmenter la luminosité du spot permet de mieux voir les pointes rapides et une telle augmentation de la lumière fait que pour une même valeur de x, la valeur de A retenue tend à augmenter.

Des expériences récentes montrent que cet effet est assez peu sensible dans les limites normales de réglage des oscilloscopes, c'est-à-dire sans recherche volontaire d'une très forte ou d'une très faible luminosité.

4° — *La composition spectrale du bruit*

Il est d'autant plus difficile de repérer les pointes de bruit qu'elles sont plus fines. L'erreur d'observation est donc plus grande pour un bruit à spectre chargé de fréquences élevées (bruit triangulaire) que pour un bruit à dominante basse fréquence. L'expérience montre qu'en pratique ce fait constitue l'une des principales causes d'erreur d'appréciation de x, tout particulièrement pour les bruits triangulaires.

3. Résultats expérimentaux sur les mesures de quasi crête a crête

La mesure de l'amplitude quasi crête à crête du bruit et son rapport avec la valeur efficace pose un problème expérimental qui n'a pas encore reçu de solution satisfaisante.

Les facteurs qui interviennent sont :

a — Le pourcentage de temps x dépassé par l'amplitude non retenue.

b — La vitesse de balayage de l'oscillogramme.

c — La luminosité du spot.

d — La composition spectrale du bruit et en particulier la pondération éventuelle du spectre.

e — Le facteur humain d'attention et d'interprétation de l'opération.

Un certain nombre de résultats expérimentaux permettent de donner quelques indications sur le rapport à adopter entre la valeur quasi crête à crête lue et la valeur efficace vraie. Ces résultats doivent cependant être confirmés par des essais statistiques et plus spécialement par une éducation appropriée des opérateurs.

1 — *Résultats de quelques mesures faites à la R.T.F.* (Labo Etudes)

Conditions de mesure. La mesure de la valeur efficace était faite à l'aide du voltmètre PHILIPS 6010 dans une plage à peu près quadratique.

La mesure à l'oscilloscope était effectuée dans les conditions suivantes :

a — Appréciation des crêtes du type $x = 1\ \%$ (les crêtes relativement rares sont négligées).

b — Vitesse de balayage — fréquence de ligne.

c — Luminosité du spot — non précisée.

d — Spectres divers (bruit blanc, bruit triangulaire, bruit filtré). Mesures avec filtre pondérateur et sans filtre pondérateur.

e — Opérateurs techniciens mais non accoutumés à ce type de mesure.

Commentaires

Des résultats de la figure 28 on peut donner les commentaires suivants :

1° — Pour le bruit filtré à 1 Mc/s et pour tous les types de bruit *pondéré* le facteur d'écart semble assez constant au voisinage de 15 à 16 dB.

2° — Pour le bruit blanc non pondéré, le facteur d'écart a été de 12 dB au lieu de 14, valeur théoriquement désirable.

3° — Pour le bruit triangulaire, cette valeur est tombée à 6 dB.

Cette valeur anormalement basse ne semble pas confirmée par d'autres opérateurs mais elle montre que le facteur personnel d'appréciation est important. L'explication de ces résultats semble être que les opérateurs ont trop négligé les pointes fines du bruit peut-être peu visibles par suite d'une luminosité

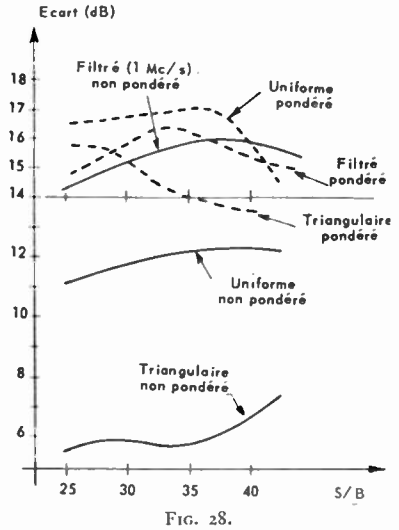


FIG. 28.

du spot trop faible. Pour un spectre à dominante haute fréquence l'effet est très sensible. Par contre le filtre de pondération en diminuant la pseudo fréquence du bruit, améliore sensiblement la précision des mesures en rendant plus aisée l'observation des pointes de bruit.

Le chiffre de 16 dB est à retenir pour les mesures en bruit pondéré.

2 — *Résultats de quelques mesures faites en Allemagne* (Document CMTT 1958)

Les essais ont été effectués dans les conditions suivantes :

a — Suivant les habitudes étrangères, la mesure correspond à un pourcentage $x = 0{,}006$ % c'est-à-dire l'utilisation de toutes les crêtes observables un certain nombre de fois au cours de la mesure.

b — La mesure a comparé les résultats pour deux types de balayage,

1 — Sans balayage.

2 — Balayage à fréquence de ligne.

c — L'influence de la luminosité est étudiée.

d — Le bruit est un bruit à spectre uniforme. Des filtres passe bas permettent de le limiter brutalement à N mégacycle (N entier).

c — Les observateurs étaient assez nombreux (20) spécialistes et non spécialistes.

Résultats

On peut tirer de ces essais les conclusions suivantes

1 — La valeur mesurée *sans* base de temps est de 18 dB, (erreur de lecture de l'ordre de 2 %)

2 — La valeur mesurée *avec* base de temps est de 17 dB (erreur de lecture de l'ordre de 3 %).

La différence de 1 dB doit provenir de l'effet cumulatif des pointes en l'absence de balayage qui rend ces pointes plus visibles et plus facilement repérables en amplitude.

3 — Les variations de la brillance n'ont pas conduit à des différences de mesure sensibles. Les différences étaient de + 2 % environ avec des sens différents suivant les observateurs. Ces différences sont inférieures aux écarts normaux de lecture. Il semble que l'erreur soit minimum pour les luminosités moyennes.

4 — Les écarts en fonction de la bande entre 1 Mc/s et 5 Mc/s sont très faibles ± 0,1 dB. La composition spectrale ne semble pas avoir influencé l'appréciation des crêtes.

Ces résultats conduisent à admettre 17 dB pour la mesure avec balayage et 18 dB sans balayage.

X. Détermination d'un filtre pondérateur par comparaison entre bruit de fond filtre et parasite sinusoïdal

On a comparé les effets sur l'image de deux types de signaux parasites.

— Un signal sinusoïdal pur à la fréquence de 1 Mc/s.

— Un bruit filtré par un filtre passe bande centré sur 1 Mc/s et de bande à 6 dB faible (40 kc/s). Cette bande est toutefois assez grande pour que le bruit ne donne pas une structure de trame nette.

Le tableau suivant montre le résultat d'une telle comparaison. Les chiffres représentent le rapport de S_l à la valeur efficace du bruit et du signal sinusoïdal.

Bruit de fond (B efficace)	$\frac{S_l}{B_f}$	20	25	30	35
Signal sinusoïdal trame verticale	$\frac{S_l}{B_f}$	25	33	46	55
Signal sinusoïdal trame horizontale	$\frac{S_l}{B_f}$	18	22	31	37

Ce tableau montre qu'un bruit filtré se comporte sensiblement comme un parasite sinusoïdal en décalage de fréquence donnant la gêne minimum.

CONSÉQUENCE — DÉTERMINATION D'UNE COURBE DE PONDÉRATION

En prenant comme hypothèse cette similitude

d'effet entre le bruit filtré et le parasite sinusoïdal à fréquence décalée, il est possible de trouver quelle serait la courbe de pondération à appliquer. La figure 29 montre une telle courbe prise à un niveau de perturbation assez faible (courbe *R*35).

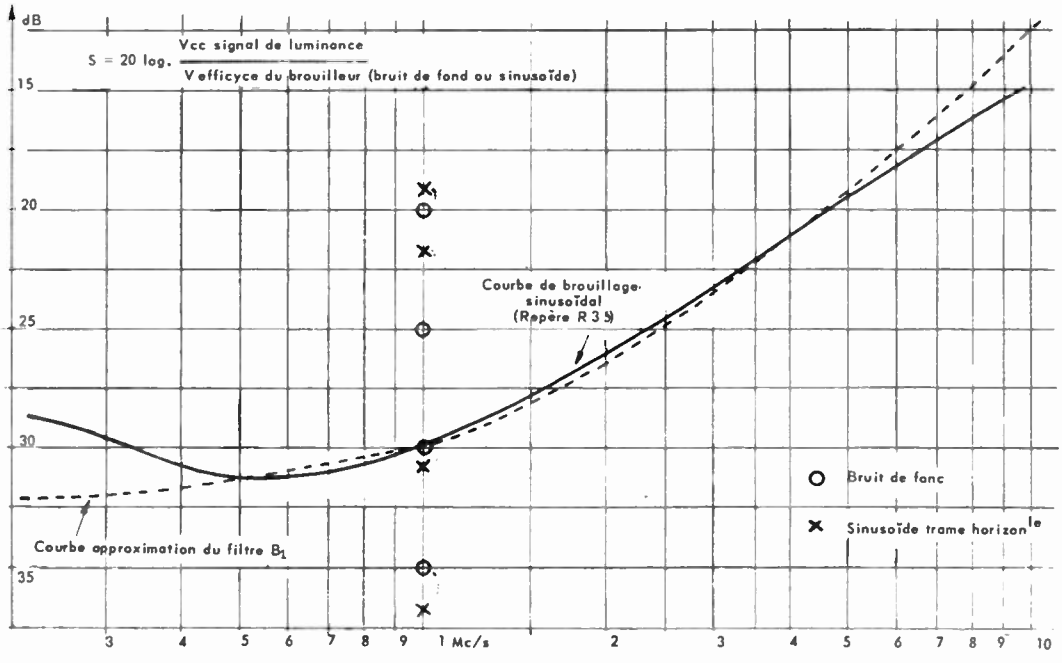


FIG. 29.

CHOIX D'UN FILTRE

Le filtre de pondération doit avoir une structure simple et l'allure de la courbe conduit à choisir un filtre passe bas en T ponté.

Une première approximation de la courbe de pondération a été obtenue par le filtre B_1 de la figure 30.

VÉRIFICATION EXPÉRIMENTALE

Pour vérifier l'efficacité de ce filtre on a utilisé des bruits filtrés par un filtre étroit autour de fréquences diverses 0,5, 1, 2, 3, 4, 6, 8 et 10 Mc/s. Le rapport $\frac{\Delta f}{f}$ à 6 dB des filtres étant maintenu constant (3,7 %).

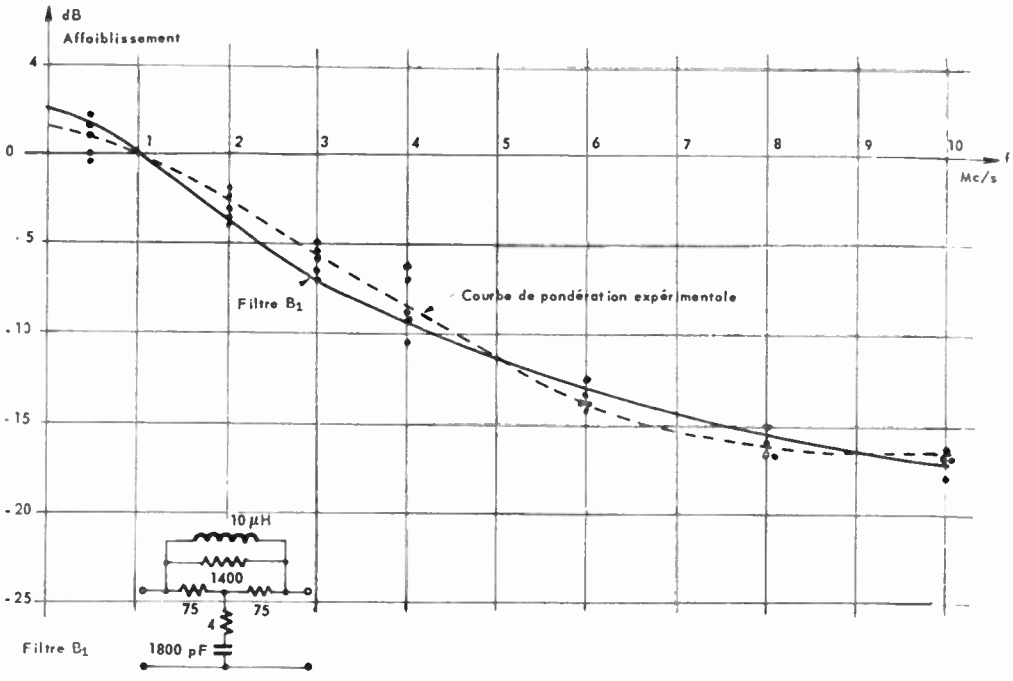


FIG. 30.

Le niveau de ces bruits était réglé de manière à ce que, après passage par le réseau de pondération, les effets subjectifs sur l'image soient égaux. Si le réseau de pondération est correct, la courbe des niveaux doit reproduire exactement l'affaiblissement du filtre. La figure montre le résultat de ces mesures. On constate la bonne approximation ainsi obtenue. On peut tirer de ces courbes une meilleure approximation de la courbe des poids et la courbe en pointillé traduit ce fait (fig. 30).

En pratique les essais effectués dans d'autres conditions montrent que les résultats dépendent dans une certaine mesure de la composition spectrale des bruits filtrés qui sont utilisés dans ces expériences.

Ces essais ne constituent en fait qu'une méthode d'approche de la recherche de la meilleure courbe de pondération et il n'y a pas lieu d'attacher une importance excessive aux valeurs obtenues. En pratique on cherchera à définir un filtre dont la courbe de réponse sera aussi voisine que possible de la courbe expérimentale précédente mais qui soit de construction aussi simple que possible.

Réseaux pondérateurs pour les bruits erratiques continus

Les réseaux pondérateurs présentent pour les divers systèmes les caractéristiques ci-après (fig. 31).

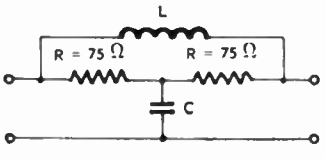


Fig. 31.

Le tableau donne également le facteur de correction théorique qu'il convient d'attribuer entre les mesures du bruit avec filtre de pondération et sans filtre de pondération pour les deux types de bruit, bruit uniforme et bruit triangulaire à 6 dB par octave.

Constante de temps : τ

$$L = 75\,\tau$$

$$C = \frac{\tau}{75}$$

Affaiblissement $A = 10 \log_{10} [1 + \omega^2\tau^2]$

Système		τ µs	$\tau \times f_c$	Facteur de correction (dB)	
nombre de lignes	Fréquence video maximum f_c			Uniforme	Triangulaire
405	3	0,33	1,0	6,5	12,5
525	4				
625	5	0,33	1,66	8,5	16,3
625	6	0,33	2,0	9,3	17,8
819	5				
819	10	0,166	1,66	8,5	16,3

Filtre de limitation de la bande video (fig. 32 et 33)

Affaiblissement d'insertion théorique

f/f_c	dB	C/f_c	dB
0.98	0	1.04	14.8
0.99	0.5	1.05	18.8
1.00	1.8	1.06	23.0
1.01	4.2	1.07	27.7
1.02	7.3	1.08	33.3
1.03	10.9	1.09	41.0

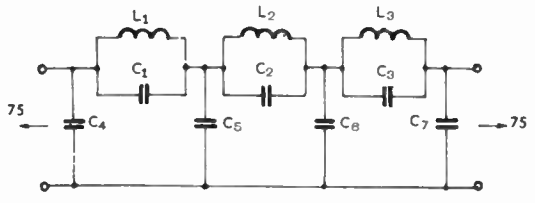


Fig. 32.

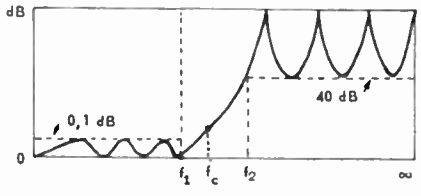


Fig. 33.

$f_1 = 0{,}9 \quad f_2$ par construction

$f_1 = 0{,}9807\ f_c$

$f_2 = 1{,}0897\ f_c$

Constitution du filtre

f_c Mc/s est la fréquence video supérieure nominale pour le système			
	L (µH)	C(pF)	f (Mc/s)
1	$14.37/f_c$	$500/f_c$	$1.882\ f_c$
2	$7.68/f_c$	$2725/f_c$	$1.101\ f_c$
3	$8.61/f_c$	$1950/f_c$	$1.229\ f_c$
4		$2139/f_c$	
5		$2814/f_c$	
6		$2316/f_c$	
7		$1296/f_c$	

Remarques :

1 — Pour chaque capacité indiquée, il s'agit de la valeur totale, y compris toutes les capacités parasites ; la capacité doit être correcte à ± 2 %.

2 — Chaque bobine devrait être ajustée de manière que l'affaiblissement d'insertion soit maximum sur la fréquence appropriée indiquée.

3 — Le facteur Q de chaque bobine, mesuré à la fréquence f_c devrait être compris entre 80 et 125.

4 — Les limites de la courbe d'affaiblissement d'insertion en fonction de la fréquence sont indirectement données par les tolérances indiquées pour les valeurs des éléments.

Réseau pondérateur pour le système a 819 lignes

La figure ci-après donne la structure et la réponse d'un filtre de pondération pour le système français (fig. 34).

XI. Mesure du rapport signal-bruit pondéré. Filtres de mesure

Le rapport signal sur bruit doit être exprimé par la valeur en décibels de la fraction :

$$\frac{S_l}{B_{fp}} \quad 20 \log_{10} \frac{\text{Amplitude du signal de luminance}}{\text{Amplitude efficace du bruit pondéré}}$$

Lorsque la mesure fournit l'amplitude quasi crête à crête du bruit, il y a lieu de corriger le résultat du rapport en décibels entre cette valeur quasi crête à crête et la valeur efficace.

Ce rapport sera pris égal à 16 dB (voir méthode d'observation).

Ainsi $$\left(\frac{S_l}{B_{\,efficace}}\right)_{dB} = \left(\frac{S_l}{B_{\,quasi\ crête\ à\ crête}}\right)_{dB} + 16$$

Conditions de mesure de l'amplitude du bruit

Le bruit contenu dans le signal doit, avant d'être mesuré, traverser deux filtres.

1 — Un filtre limitant la bande à 10 Mc/s.

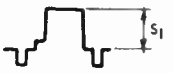


Fig. 35.

2 — Le filtre de pondération (filtre videométrique).

La chaîne de mesure est ainsi la suivante (fig. 36).

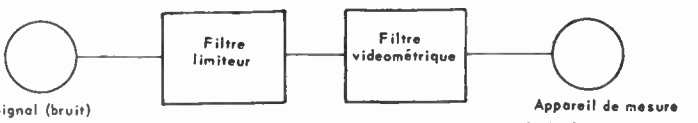


Fig. 36.

Remarque :

1 — En cas de nécessité, le filtre limiteur pourra être supprimé mais dans ce cas, le compte rendu de mesure devra en faire mention.

2 — La courbe de réponse du filtre videométrique suppose que l'appareil de mesure du bruit a une réponse plate en fréquence. Dans le cas d'emploi d'un oscilloscope, ce fait peut ne pas être vérifié et la courbe est la courbe totale filtre + oscilloscope.

3 — La mesure du signal quasi crête à crête suppose que l'on retienne les crêtes observables

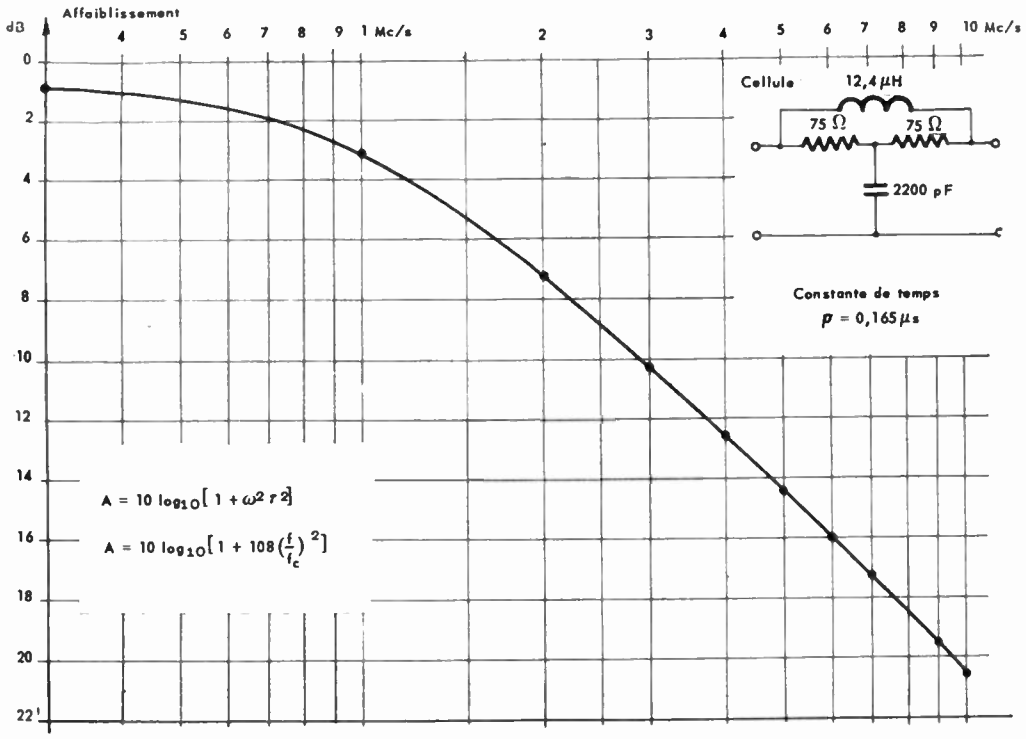


Fig. 34.

avec certitude d'où la valeur de 16 dB de l'écart. La valeur de 14 dB est admise lorsqu'on néglige les crêtes peu fréquentes.

XII. Relation entre bruit pondéré et bruit non pondéré

L'introduction d'un filtre videométrique (filtre de pondération) sur le signal de bruit donne une mesure de l'amplitude qui est différente de la mesure directe du bruit. Il est donc nécessaire de connaître la relation qui existe entre ces deux mesures ou plus exactement entre les rapports signal /bruit correspondants.

A — Calcul direct

La puissance du bruit est directement calculable à partir de la répartition spectrale de ce bruit. Cette répartition dépend :

1 — de la composition du bruit avant pondération. La fonction de répartition spectrale pouvant s'écrire par exemple :

$P(\omega) = 1$ dans le cas du bruit uniforme

$P(\omega) = k\omega$ dans le cas du bruit triangulaire à variation de 6 dB par octave.

2 — de la réponse spectrale du filtre de pondération. Dans le cas du filtre à une cellule simple en T ponté, cette réponse s'écrit :

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

La répartition spectrale du bruit filtré est par suite :

$$S(\omega) = P(\omega) \times A(\omega)$$

On en déduit la valeur efficace E par l'intégrale

$$E^2 = C \int_a^{\omega_c} S^2(\omega)\, d\omega$$

Résultats numériques

L'application de ces formules au cas des deux types principaux de bruit et aux filtres de pondération utilisés conduit aux résultats ci-après :

1 — *Bruit uniforme non pondéré*

$$E_B^2 = C \int_o^{\omega_c} d\omega = C\omega_c$$

2 — *Bruit uniforme pondéré*

$$E_{BP}^2 = C \int_o^{\omega_c} \frac{d\omega}{1 + \omega^2\tau^2} = \frac{C}{\tau} \operatorname{Arc\,tg}\, \omega_c\tau$$

3 — *Bruit triangulaire non pondéré*

$$E_T^2 = C \int_o^{\omega_c} k^2\omega^2 d\omega = C\frac{k^2}{3} \cdot \omega_c^3$$

4 — *Bruit triangulaire pondéré*

$$E_{TP}^2 = C \int_o^{\omega_c} \frac{k^2\omega^2}{1 + \omega^2\tau^2} d\omega = \frac{Ck^2}{\tau^2}\left[\omega_c - \frac{1}{\tau} \operatorname{Arc\,tg}\, \omega_c\tau\right]$$

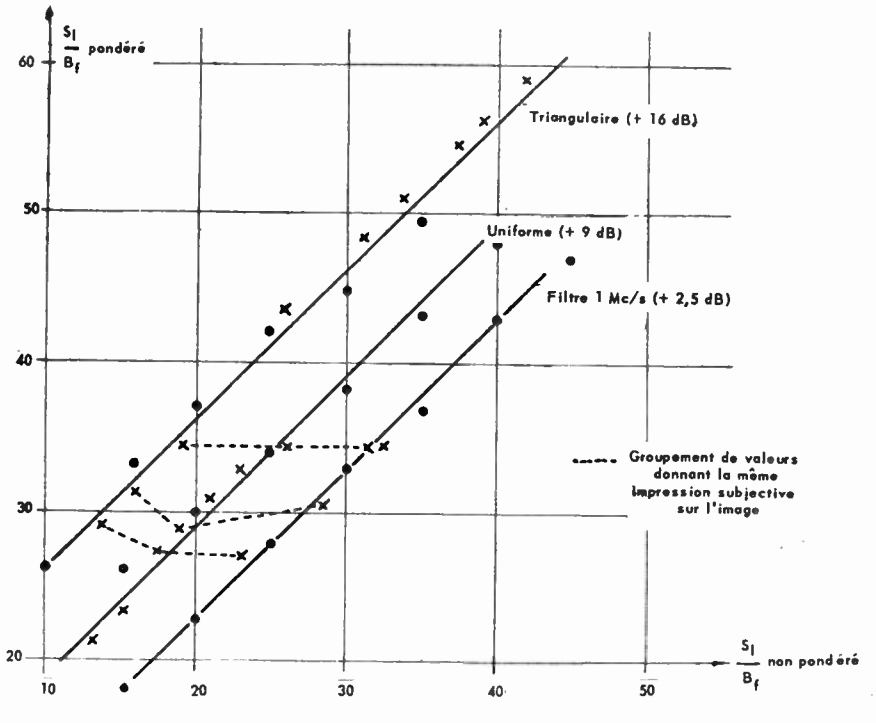


Fig. 37.

Ces formules peuvent être rendues comparables en prenant la valeur efficace unité pour le bruit uniforme E_B et triangulaire E_T non pondérés, soit

$$E_B^2 = E_T^2 = 1 \quad \text{d'où } k^2 = \frac{3}{\omega_c^2} \text{ et } C = \frac{1}{\omega_c}$$

On en déduit

$$E_B^2 = 1 \qquad E_{BP}^2 = \frac{1}{\omega_c \tau} \text{ Arc tg } \omega_c \tau$$

$$E_T^2 = 1 \qquad E_{TP}^2 = \frac{3}{(\omega_c \tau)^2} \left[1 - \frac{1}{\omega_c \tau} \text{ Arc tg } \cdot \omega_c \tau \right]$$

Calcul numérique

Pour $\omega_c = 2\pi 10^7$ et $\tau = 1{,}65.10^{-7}$

Soit $\omega_c \tau = 10{,}4$. On trouve, exprimés en décibels

$$\boxed{20 \log_{10}\left(\frac{E_B}{E_{BP}}\right) = 8{,}5 \text{ dB} \quad \& \quad 20 \log_{10}\left(\frac{E_T}{E_{TP}}\right) = 16{,}3 \text{ dB}}$$

B. — Résultats expérimentaux

La vérification expérimentale de ces différences consiste à effectuer la mesure de la valeur efficace du bruit, de préférence par la méthode directe du détecteur quadratique. La figure 37 donne un exemple de cette vérification expérimentale à divers niveaux de bruit et à l'aide du filtre B_1 indiqué précédemment.

On a tracé les droites correspondant aux points expérimentaux.

Bruit triangulaire.

Bruit uniforme.

Bruit filtré à 1 Mc/s (dans ce dernier cas on retrouve la valeur de l'affaiblissement propre du filtre à 1 Mc/s).

Ces chiffres confirment correctement les valeurs théoriques.

BIBLIOGRAPHIE

[1] The measurement of random monochrome video interference. J.N. Barstow & H.N. Christopher. Transaction of the A.I.E.E. vol. 73, part I - 1953.

[2] An investigation of the visibility of noise on television pictures. T. Kilvington, D.L. Judd and L.R. Montyard. Radio Report n° 2289 mars-juillet 1953.

[3] Cuban Telephone C°. Annexe I à la Question n° 14 de la 3e C.E. du C.C.I.F. (Document de la XVIIe Assemblée Plénière du C.C.I.F. - Genève 1954).

[4] The visibility of noise in television R.D.A. Maurice, M. Gilbert, G.F. Lewell and I.E. Spencer. Monograph n° 3 of the B.B.C. octobre 1955.

[5] Contribution de l'Administration néerlandaise aux travaux de la C.M.T.T., Paris, juillet 1957. Doc 12. Annexe IV.

[6] F. Maarleveld : Measurements of the visibility of random noise in a 625 line monochrome television system. Report n° 107 R.L. de l'Administration néerlandaise des P.T.T. août 1957.

[7] Messung and Bewertung des Schrots in Videoband. R. Sennhenn. Elektronische Rundschau 11 (1957) p. 271-274.

[8] Effects of noise in television transmission. T. Kilvington. Journal of the television society V. 9 n° 1 janvier-mars 59.

[9] Untersuchungen zum Betrieh von Fernsehsendern mit Prazisionsoffset der Tragerfrequenzen. Von Herbert Hopf Rundfunktechnische Mitteilungen Jahrgang 2 (1958). Nr 6 Seite 265 bis 276

[10] Contribution de l'U.R.S.S. aux travaux du C.C.I.R. Moscou 1958. Doc XI/23.

[11] Contribution des Etats-Unis d'Amérique aux travaux du C.C.I.R. Moscou 1958. Doc XI/19.

[12] The Measurement of random noise in the presence of a television signal. L.E. Weaver. British Broadcasting Corporation.

[13] Le rapport de la valeur efficace à la valeur de quasi crête dans les mesures du bruit. Document 9 de la Deuxième réunion de la C.M.T.T. Monte Carlo 1958. République Fédérale d'Allemagne.

[14] Contribution de l'U.R.S.S. aux travaux de la C.M.T.T. Monte Carlo 1958. Document 23. Mesure du rapport signal/bruit pour les signaux video dans les conditions normales de fonctionnement, en tenant compte de l'action perturbatrice des brouillages fluctuants sur l'écran de réception.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

ACTIVITÉS ET VIE DE LA SOCIÉTÉ

RÉUNIONS DU BUREAU

Réunion d'avril 1959.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le vendredi 24 avril 1959 sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société.

Présents : MM. AUBERT, DEZOTEUX, FLAMBARD, GOUDET, LIBOIS, PICAULT.

Excusés : M. ANGOT, Mlle BARET, MM. BLANC-LAPIERRE, CABESSA, DAYONNET, MATRAS, PONTE, RABUTEAU.

Assistait à la séance : M. B. GAUSSOT, *Vie de la Société.*

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 13 mars 1959, les candidatures de 38 nouveaux membres sont acceptées par le Bureau.

2° Le Président met le Bureau au courant de l'inauguration du Groupe du Nord de la Société des Radioélectriciens qui a eu lieu le 16 avril 1959 et a coïncidé avec la journée de l'Electronique de la Foire de Lille.

M. Paul ABADIE fait connaître la liste des membres du Bureau du Groupe du Nord telle qu'elle a été proposée par M. N. SEGARD, son Président. Cette liste sera soumise au Conseil (voir compte-rendu de l'inauguration du Groupe).

3° Le programme des conférences générales comporte un exposé de M. TAILLET sur l'*Electronique du Synchrotron à Protons de 3 GeV de Saclay*, le samedi 23 mai 1959.

Cette conférence sera suivie, le 30 mai 1959, de la visite des nouvelles installations du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

4° M. L.J. LIBOIS, Rédacteur en Chef de l'*Onde Electrique*, expose aux membres du Bureau le programme des numéros de notre revue pour le 2e semestre 1959.

Réunion de mai 1959.

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le mardi 26 mai 1959 à la Maison des Polytechniciens sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société.

Présents : Mlle BARET, MM. BESSON, CABESSA, FLAMBARD, DE MARE, PICAULT.

Excusés : MM. ANGOT, BLANC-LAPIERRE, BOUTHILLON, DAYONNET, DEZOTEUX, DUPOUY, GOUDET, LIBOIS, MOULON, PONTE, RABUTEAU.

Assistaient à la séance : M. B. DECAUX, Président du Comité de Rédaction, et M. B. GAUSSOT, *Vie de la Société.*

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 24 avril 1959, les candidatures de 43 nouveaux membres sont acceptées par le Bureau.

2° Le 20 juin aura lieu la conférence à la Sorbonne de M. J. LOEB sur *L'approximation du premier harmonique dans l'étude des oscillateurs.*

3° M. Paul ABADIE assistera, en tant que Vice-Président du Comité d'Honneur, au Colloque d'Electronique Médicale qui se tiendra à Paris du 24 au 27 juin 1959.

4° M. Jacques FAGOT représentera la Société des Radicélectriciens au 78e Congrès annuel de l'Association Française pour l'Avancement des Sciences (A.F.A.S.) qui se tiendra à Angers du 20 au 25 juillet 1959.

Suite au compte-rendu de l'Assemblée Générale du 24 janvier 1959 (Onde Electrique de mars 1959, p. 263).

Renouvellement du Bureau et du Conseil.

Nombre de votants	768
Bulletin nul	0
Suffrages exprimés	768

Président d'Honneur (à titre posthume) : Roger RIGAL à l'unanimité.

	voix
Président (1960). — M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique à la Société T.R.T.	758
Vice-Président. — M. André BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger	763
Secrétaire Général adjoint. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.	767
Secrétaire. — M. Jacques DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications	767
Membres du Conseil :	
MM. Pierre CHAVANCE, Chef du Service « Télécommunications » de la C.F.T.H.	766
Claude DUMOUSSEAU, Chef de Service au L.C.T.	766
Noël FELICI, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble	765
Bernard GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.	767
Charles GUILLAUD, Directeur de Recherches au C.N.R.S.	765
Pierre HERRENG, Directeur des Laboratoires du Département « Energie Nucléaire, Télécommunications, Electronique » de la S.A.C.M.	765
Jacques LAMARCHE, Ingénieur Général de 2e classe des Télécommunications, Directeur des Services techniques de la Société de Radiodiffusion de la France d'Outre-Mer	766
René DE VERDIERE, Ingénieur en Chef des P.T.T.	768
Commissaires aux Comptes :	
MM. Pierre ANDRIEUX	767
Henri NOZIERES	768
Pierre PRACHE	766

GROUPE DU NORD DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

L'inauguration du Groupe du Nord de la Société des Radioélectriciens a eu lieu le jeudi 16 avril 1959. A cette occasion, une journée de l'Electronique, placée sous le patronage de M. Jean-Marcel JEANNENEY, Ministre de l'Industrie et du Commerce, avait été organisée dans le cadre de la Foire Internationale de Lille.

I. — Création et constitution du Groupe.

En 1957, M. Roger AUBERT, Président en exercice de la Société des Radioélectriciens, émettait le projet de créer un nouveau groupe de province. Son choix se fixait sur la région du Nord pour les raisons suivantes : d'abord, cette région s'inscrivait heureusement dans la suite de la ceinture des groupes de province déjà existants ; puis, elle comportait, à Lille, deux Facultés des Sciences et plusieurs écoles et instituts techniques. Une certaine décentralisation électronique s'y est déjà fait sentir ;

FIG. 1. — Le discours de M. le Professeur N. SEGARD à l'issue du banquet. On reconnaît de gauche à droite : M. le Général LESCHI, M. N. SEGARD, M. R. AUBERT, M. BAZELIS, Président de la Foire de Lille, M. P. ABADIE.

enfin, ses industries traditionnelles sont appelées à utiliser de plus en plus l'électronique pour leur modernisation et l'augmentation de leur productivité.

Au cours de sa séance du 9 janvier 1959, le Bureau de la Société des Radioélectriciens décidait la création effective du Groupe du Nord et en confiait la présidence à M. Norbert SEGARD, Professeur aux Facultés Libres des Sciences de Lille et de Paris, Directeur de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord.

M. le Professeur SEGARD réunissait rapidement autour de lui certaines personnalités régionales qui constitueront le Bureau du Groupe du Nord. Ce bureau est composé comme suit :

Vice-Présidents : M. GABILLARD, Professeur à la Faculté des Sciences de Lille, Directeur de l'Institut Radiotechnique de la Faculté des Sciences de Lille, et M. René CARPENTIER, chef du Centre de Télévision à la R.T.F.

Secrétaire : M. Nicolas SCHUTZ, Directeur de la Société Générale d'Electricité et de Radio à Faches Thumesnil (Nord).

Secrétaire Adjoint : M. Jean BOUVET, Secrétaire Général de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord.

Trésorier : M. Robert LIEBAERT, Chef de travaux à la Faculté des Sciences de Lille.

Membres : M. le Docteur Jean BERA, Ingénieur H.E.I. et E.S.E., Docteur en Médecine, Radiologue des Hôpitaux. M. Alphonse DEFRETIN, Professeur honoraire de l'I.D.N. M. Roger DEHORS, Professeur d'Automatique appliquée à la Faculté des Sciences de Lille. M. André LEBRUN, Maître des Conférences à la Faculté des Sciences de Lille. M. Paul VERHOYE, Directeur Technique de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord.

II. — La journée de l'électronique.

Le jeudi 16 avril, dès 10 h 45, les personnalités étaient reçues dans le Hall d'Honneur du Grand Palais de la Foire de Lille par le Professeur Norbert SEGARD qu'entouraient les membres du Bureau du Groupe du Nord.

Parmi les invités, outre M. Roger AUBERT, M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, et M. A. FLAMBARD, Secrétaire Général de la Société des Radioélectriciens, on remarquait :

M. le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la R.T.F.,

M. l'Ingénieur Général du Génie Maritime GIBOIN, Président de la 8e Section de la Société des Radioélectriciens.

M. DEMONET, Délégué général Adjoint de la Fédération Nationale des Industries Electroniques — Président de la Commission Electronique de l'Enseignement Technique,

M. Maurice HANNART, Président de l'Union Régionale des Syndicats Patronaux Textiles du Nord et du Pas-de-Calais et du Groupement Economique Régional,

M. NODDINGS, Questeur du Conseil Economique,

M. Max BRABANT, Président de la Société Industrielle du Nord de la France,

M. Jacques SCALBERT, Représentant la première Région Economique,

M. le Colonel HEROUARD représentant le Général PEDRON,

M. LAFFONT, Directeur Régional de la R.T.F.,

M. CORNET VERNET, Directeur Régional des Télécommunications,

M. ARMAND, Chef du service des Transmissions Intérieures à la Préfecture du Nord,

M. BAZELIS, Président, et M. BOUCHERY, Commissaire Général de la Foire de Lille.

De très nombreux professeurs des Facultés des Sciences de Lille, les Directeurs des Ecoles d'Ingénieurs, de nombreux industriels de l'Electronique, les représentants des différents secteurs industriels et économiques de la région du Nord, etc.

Le cortège officiel se dirigea vers la section *l'Electronique au service de l'expansion régionale* ouverte pour la première fois dans le cadre de la Foire Internationale de Lille ; de nombreuses firmes avaient tenu à participer à cette exposition.

Les visiteurs purent y remarquer en fonctionnement des radios de chantier, la maquette du radio-téléphone du train Paris-Lille, plusieurs dispositifs utilisés pour faire varier la vitesse des moteurs, ceux qui rendent possibles les pesages les plus délicats ou mettent en branle des poids considérables.

Ils s'arrêtèrent devant le stand consacré à l'énergie atomique qui, elle aussi, est tributaire de l'électronique ; puis au stand de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord où son exposées les multiples utilisations de l'électronique dans toutes les branches professionnelles qu'offrent cette technique aux jeunes.

A 13 h un apéritif suivi d'un banquet de plus de 100 couverts réunit dans la salle des fêtes du Grand Palais la majorité des personnalités précitées auxquelles s'étaient jointes de nombreuses autres personnalités régionales.

Au dessert, après quelques mots de M. BAZELIS, Président de la Foire de Lille, M. HANNART, Présidant l'Union Régionale des Syndicats Patronaux du Nord et du Pas-de-Calais, se fit le porte-parole des grandes professions régionales ; « Il est indispensable, dit-il, en s'adressant aux représentants de l'électronique, que nos industries traditionnelles soient l'objet des observations de vos ingénieurs. Il doit s'établir entre nous un double courant de problèmes posés et de solutions apportées ».

« Pourquoi, ajouta-t-il, votre industrie électronique ne deviendrait-elle pas une des nôtres ? Notre région a besoin de voir s'adjoindre à ses industries traditionnelles des industries d'avant-garde... Le Marché Commun va nous placer au cœur d'une zone industrielle de première importance... ».

M. AUBERT, Ancien Président de la Société des Radioélectriciens, prenant la parole à son tour, situa la profession de l'électronique française dans l'ensemble de l'économie nationale.

« Elle a pénétré, dit-il, dans les domaines les plus divers et la liaison Electronique-Industrie devient de plus en plus serrée et de plus en plus fructueuse ».

Après avoir rappelé que l'Electronique a besoin chaque année de 400 nouveaux ingénieurs et de 600 nouveaux techniciens, M. AUBERT insista sur la nécessité d'une bonne formation pour pallier le déficit du recrutement actuel.

L'orateur traita ensuite du mouvement de décentralisation actuel de l'industrie électronique, décentralisation qui s'opère vers l'Ouest et le Sud-Est puis il ajouta qu'il n'existe aucune raison pour que cette décentralisation ne se dirige pas vers le Nord.

En effet, Lille a deux importantes Facultés des Sciences et plusieurs Ecoles Supérieures Techniques ; « C'est à vos responsables du développement économique, dit-il, de prendre contact avec les compagnies intéressées pour orienter leur décentralisation vers votre région ».

WRH

FIG. 2. — Avant la conférence de M. GENSOUS, M. R. AUBERT entouré de M. le Général LESCHI et de M. P. ABADIE, rappelle comment a été créé le Groupe du Nord. A gauche, de dos, le conférencier M. GENSOUS.

M. AUBERT prouva par de nombreux exemples que l'électronique est génératrice de progrès et que, désormais, on a une idée plus juste de l'automation qui facilite la promotion du travail et n'engendre pas, loin de là, le chômage. M. AUBERT conclut : « J'espère en un départ effectif de la jonction électronique-industrie pour la région du Nord ».

Dans son allocution, M. le Professeur Norbert SEGARD, Président du Groupe du Nord de la Société des Radioélectriciens s'adressa tout d'abord, à M. ABADIE et à M. AUBERT pour les remercier d'avoir favorisé la création du Groupe du Nord de la Société des Radioélectriciens.

Il précisa ensuite l'action de ce groupe :

« Tout d'abord, coordonner les efforts déjà existants dans les écoles d'ingénieurs, les instituts et les facultés où se développe de plus en plus l'enseignement de l'électronique. Ensuite faire connaître et aimer l'électronique à ceux qui, dans la région du Nord, sont déjà dans la profession ; des cycles d'études, des conférences, des démonstrations d'appareils devront être réalisés »

S'adressant aux membres présents de la Société des Radioélectriciens, M. SEGARD termina en disant : « J'ai la conviction que nous devons réussir... De tempérament, certes, je suis optimiste, mais, n'est-il pas vrai, l'électronique est une science et une technique assez passionnante ; l'attraction des jeunes vers cette discipline est assez symptomatique ; le service que nous devons rendre à notre pays par ce moyen est trop important pour que tous ensemble, profondément et amicalement réunis, nous ne réussissions pas pleinement dans cette tâche ».

III. — Conférence de M. Gensous.

A 18 h, dans la salle de cinéma du Grand Palais, devant un auditoire de plus de 500 personnes, M. GENSOUS, Ingénieur en chef des Télécommunications, chef du service des Emissions Extérieures de la R.T.F., donna la conférence « Les Grands Reportages Télévisés ».

Cette réunion était présidée par M. ABADIE. M. AUBERT rappela tout d'abord aux nombreux auditeurs l'histoire de la Société des Radioélectriciens et les motifs de la création du Groupe du Nord ; puis il fit un intéressant tour d'horizon des multiples activités de la Société.

M. le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la R.T.F. présenta le conférencier qui, a-t-il dit, est « le prince des acrobates » et réalise chaque jour des tours de force avec son équipe sans pour cela que leurs noms apparaissent au générique des émissions.

M. GENSOUS fit un exposé sur les différents matériels utilisés pour la prise de vues et les transmissions, dont certains étaient exposés en démonstration dans la salle. Avec beaucoup de modestie et sans emphase, il parla des prouesses réalisées par son équipe à qui nous devons les grandes émissions qui ont marqué l'histoire de la télévision. De ces grands moments, des kinescopes furent présentés et l'auditoire put revoir et admirer les saisissantes images de « En direct du fond de la mer », « A bord du porte-avions Lafayette », « En direct du rapide Paris-Lille » « Du Critérium des Nations à Monthléry » et enfin des images sur l'émission « En direct d'Alger » réalisé en stratovision, un avion servant de relais au-dessus des Baléares.

A la suite de cette Journée de l'Electronique, de nombreuses personnes sollicitèrent leur inscription au nouveau groupe de la Société des Radioélectriciens. D'autres viendront sous peu se joindre à elles car c'est dans de nouveaux secteurs de la région du Nord que vont se manifester les initiatives de la nouvelle section. C'est ainsi que, du 14 mai au 25 juin prochain, des séries de conférences sur les « calculatrices électroniques » seront données dans le cadre de la Chambre de Commerce de Valenciennes pour les secteurs de Valenciennes, Denain, Anzin, Maubeuge, Douai et Cambrai.

RÉUNIONS EN SORBONNE

Réunion du samedi 28 février 1959.

Cette réunion, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à un *Compte rendu d'essais effectués sur deux propagations troposphériques* par MM. André ANGOT, Directeur Technique à la Société T.R.T., Claude DUCOT, Ingénieur en Chef aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées, et André LAURENS, Ingénieur à la Société T.R.T.

Description succincte du matériel utilisé pour une transmission téléphonique multiplex sur 900 MHz et pour une transmission de signaux de télévision sur 4 000 MHz entre Paris et Caen. Présentation des résultats obtenus. — Audition d'enregistrements sur bandes magnétiques.

Réunion du samedi 14 mars 1959.

Cette séance, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à une communication de M. J.E. PICQUENDAR, Chef du Service de Recherches Générales de la Division « Tubes » de la C.F.T.H., sur la *Détermination de l'optique électronique des klystrons de grande puissance.*

Solutions originales apportées aux problèmes d'optique électronique concernant les tubes à faisceaux pour très grande puissance en ondes centimétriques.

Description des appareils spéciaux conçus et réalisés pour ces études tels que : cuve électrolytique à enregistrement automatique des trajectoires, machine à essayer les canons, enregistreur automatique de champ magnétique.

Réunion du samedi 11 avril 1959.

Cette séance, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à une communication sur les *Klystrons de puissance dans la gamme de 400 à 1 000 MHz* ; M. C. ZLOTYKAMIN, Ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées, exposa les *aspects théoriques de la construction des klystrons de puissance.* M. R. CHAMPEIX, Ingénieur en Chef au L.E.P., parla des *aspects technologiques et pratiques de la construction des klystrons de puissance* et M. J. CAYZAC, Ingénieur au L.E.P., fit un exposé sur les problèmes posés par *l'exploitation des klystrons de puissance.*

Réunion du samedi 23 mai 1959.

A cette séance, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, M. Joseph TAILLET, Ingénieur E.S.E. au Service de Physique Appliquée du C.E.A., présenta une communication sur l'*Electronique du Synchrotron à protons de 3 GeV de Saclay.*

L'électronique joue un rôle très important dans la constitution et le fonctionnement des grands accélérateurs nucléaires. Les conditions particulières des divers problèmes nouveaux posés à ce sujet par le synchrotron SATURNE ont été examinées par le conférencier, qui a ensuite décrit les solutions adoptées.

Réunion du samedi 20 juin 1959.

Cette séance, présidée par M. Ed. PICAULT, ancien Président de la Société des Radioélectriciens, était consacrée à un exposé de M. Julien LOEB, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Président de l'A.F.R.A., intitulé « *L'approximation du premier harmonique dans l'étude des oscillateurs* ».

Après un bref historique du problème, le conférencier exposa les divers points suivants : existence et stabilité du régime d'entretien, calcul de l'amplitude et de la fréquence, dérive de fréquence due à la partie non linéaire, phénomènes d'entrainement et élargissement de la raie émise dû au bruit.

RÉUNIONS DES SECTIONS

1° Section « Etudes Générales ».

Au cours de la réunion du 8 avril 1959, M. BOUZITAT, Ingénieur en chef à la S.A.C.M. présenta une communication sur *Quelques aspects de la théorie des jeux*.

Le 13 avril 1959 à une réunion du *Groupe de Mathématiques Appliquées à la Radioélectricité* de la 1re section, M. SIDÉRIADES, Docteur ès Sciences, exposa les *Méthodes topologiques et leurs applications*.

Les méthodes topologiques, issues des travaux de H. POINCARÉ sur l'Analysis Situs, ont pour but essentiel d'établir la vue d'ensemble d'une question et d'aboutir à des conclusions d'ordre qualitatif. Elles constituent un outil mathématique permettant, dans la recherche de la solution d'un problème, de franchir une étape au-delà de laquelle le reste est affaire d'approximation.

L'auteur appelle systèmes du premier ordre, un système d'équations différentielles du genre :

$$\frac{dx}{X(x,y)} = \frac{dy}{Y(x,y)} = \frac{dt}{T(x,y)}$$

et systèmes du deuxième ordre, un système tel que :

$$\frac{dx}{X} = \frac{dy}{Y} = \frac{du}{U} = \frac{dv}{V} = \frac{dt}{T}$$

Dans l'étude mathématique des systèmes du premier ordre, le langage matriciel utilisé permet de donner une nouvelle classification des points singuliers par une théorie des valeurs propres. On examine le comportement de ces points au cours de transformations de nature physique, et on définit le spectre paramétrique d'un système. Dans l'étude mathématique des systèmes du deuxième ordre, l'hyperespace à quatre dimensions lié à de tels systèmes est décomposé en un espace déplacement et un espace vitesse, la liaison ayant lieu dans une transformation biunivoque par un hypercône. La projection sur le plan des déplacements, qui est le plan des observables, met en évidence du point de vue vitesse pour les intégrales complètes, la composition d'une vitesse d'entraînement, liée au système dénué de masse, et d'une vitesse relative introduite par la masse. On étudie en particulier quelques aspects intéressants tels que : singularités sous forme de familles de lignes singulières, systèmes pour lesquels la discontinuité revêt une forme de choc.

L'application de ces méthodes est faite à l'étude des systèmes électroniques comprenant les oscillateurs et les bascules d'un type classique ou nouveau, et des systèmes hydrauliques formés par les cheminées d'équilibre.

En électronique, parmi les systèmes du premier ordre, on fait l'étude de la triode oscillatrice, du multivibrateur d'ABRAHAM-BLOCH (étude approchée seulement), de la bascule ECCLES-JORDAN et d'une bascule nouvelle à quatre positions d'équilibre. Les systèmes du deuxième ordre comprennent les couplages à deux lampes avec mutuelles inductances et le multivibrateur qu'on étudie complètement en expliquant la discontinuité. Cette dernière étude permet de vérifier la validité des critères de choc élaborés dans la théorie, et par voie de conséquence, d'indiquer les moyens d'atténuer et même de supprimer totalement toute discontinuité. On peut ainsi illustrer le curieux paradoxe de VAN DER POL avec la construction d'un multivibrateur donnant naissance à des oscillations parfaitement sinusoïdales ou fortement discontinues, avec passage continu de l'une à l'autre formes.

Les systèmes hydrauliques du premier ordre sont constitués par les cheminées d'équilibre à étranglement, travaillant d'une manière isolée. L'étude en est très classique depuis THOMA : on aboutit à une section critique de la cheminée séparant les oscillations stables des oscillations instables. Mais les choses se compliquent dès qu'apparaissent de nouvelles pertes de charge dues à l'étranglement. Les méthodes topologiques permettent de résoudre cette question en précisant les conditions exactes de travail (notion de puissance effective) et en permettant de déterminer les maxima et les minima des oscillations consécutives aux manœuvres de vannage. Il est intéressant de noter l'analogie présentée par ces oscillations avec celles d'un système électronique ; on peut ainsi concevoir la structure d'un oscillateur hydraulique à relaxation basé sur le principe des cheminées. Les systèmes du deuxième ordre comprennent les systèmes à double chambre d'équilibre, pour lesquels on peut généraliser les résultats obtenus avec une seule cheminée. La comparaison avec les exemples déjà construits montre qu'on peut réaliser une économie considérable dans la réalisation des cheminées. C'est là un résultat qui doit être d'une certaine portée, étant donnée la vogue actuelle des centrales souterraines.

Enfin, les systèmes représentables dans un espace à trois dimensions constituent une classe intermédiaire et répondent à un système d'équations différentielles du genre :

$$\frac{dx}{X(x,y,z)} = \frac{dy}{Y(x,y,z)} = \frac{dz}{Z(x,y,z)} = dt$$

L'étude proposée est moins analytique que celle de POINCARÉ, plus intuitive, basée sur le concept des valeurs propres. A l'aide du signe de trois quantités appropriées, on dénombre 27 points singuliers dans un espace tridimensionnel. On fait ensuite une application à l'étude des systèmes héréditaires de VITO VOLTERRA dans l'espace défini par T. VOGEL, et on traite complètement, à l'aide d'une épure de géométrie descriptive, le cas numérique suivant :

$$\frac{dx}{y} = \frac{dy}{z} = \frac{dz}{(x-y)^2 - 2x - z} = dt$$

Il semble que l'espace à trois dimensions, — mis à part quelques cas isolés — soit le domaine des sciences non exactes, sciences naturelles, biologie, hérédité, économétrie, où les phénomènes sont encore mal étudiés ou peu connus. Les systèmes non autonomes sont des cas particuliers, dont l'étude est, sinon plus difficile que le cas général, du moins tributaire d'une méthode nouvelle appropriée à chaque type d'équations, qui malheureusement ne dérive pas de la méthode générale.

2° Section « Matériel Radioélectrique ».

Au cours de la séance du 16 mars 1959, M. K. GILABERT, Chef du Service Etudes à la Société T.R.T., fit un exposé sur *Le Développement des matériels à bande latérale unique dans la radiotéléphonie commerciale* (problèmes particuliers de transmission dans les matériels à bande latérale unique, description de divers matériels).

3° Section « Electro-acoustique ».

Le 8 juin 1959 une réunion, s'est tenue en commun avec le Groupement des Acousticiens de langue française (GALF). M. Paul FRANÇOIS fit la *Description d'un dispositif d'insonorisation installé sur une purge à vapeur de centrale thermique* et M. Pierre LIENARD fit un exposé intitulé *Etude et réalisation d'une base élastique à raideur variable pour isolement des vibrations.*

4e Section « Télévision ».

Au cours de la séance du 27 avril 1959, M. François GALLET, Directeur Technique, Société L.I.E.-Belin, fit un exposé sur *Un matériel d'enregistrement magnétique vidéo*, principe, description, performances et conditions d'emploi de l'appareil Ampex « V.R. 1 000 ». Le 25 juin 1959 M. Louis GOUSSOT, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Service des Etudes de la R.T.F., fit un compte rendu *des questions de télévision à la IXe Assemblée plénière du C.C.I.R.* (Los Angeles, avril 1959).

5e Section « Electronique ».

Le 12 mars 1959, séance commune avec la 1re section « Etudes Générales » au cours de laquelle M. Jean Claude SIMON, du Département de Physique Appliquée de la C.S.F., fit un exposé sur *l'Action d'une perturbation progressive sur une onde électromagnétique guidée. Application à l'amplification paramétrique* (voir Annales de Radioélectricité, n° 55, janvier 1959, page 3).

Le 22 avril 1959, M. Gérard LEHMANN, Directeur de Recherches à la C.G.E., Directeur Général de la S.M.E., fit une conférence sur *Les amplificateurs magnétiques* (rappel des principes de fonctionnement et des propriétés principales des amplificateurs magnétiques ; quelques exemples de réalisation et d'utilisation, notamment dans le domaine des grandes puissances).

Le 1er juin 1959, MM. Jean GHERTMAN, Directeur à I.B.M., et Daniel LEBLAIS, Chef de Laboratoire à I.B.M. France, firent un exposé sur *Les ordinateurs et les mémoires magnétiques.*

Le 10 juin 1959, M. Antoine GAILLET, Ingénieur I.E.G. à la Société d'Electro-Chimie, d'Electro-Métallurgie et des Aciéries Electriques d'Ugine, fit une conférence sur les *Alliages magnétiques rémanents* (possibilités actuelles et perspectives d'avenir).

8e Section « Electronique Appliquée ».

Au cours de cette séance, commune avec l'A.I.E., M. Uri ZELBSTEIN, parla de l'*Evolution des techniques du contrôle industriel.*

Le conférencier a tout d'abord défini et précisé le sens du mot contrôle, rappelant avec humour l'étymologie (contre-rôle) qui se retrouve dans l'Administration des Finances, donnant aussi les équivalents en langues étrangères : allemand prüfen, untersuchen, anglais to check (ne pas confondre avec to control), italien verificare.

M. ZELBSTEIN a montré que le contrôle est rendu nécessaire par l'imperfection des « effecteurs », cas des organes chargés de transformer en action un ordre donné. Il en a déduit la notion de système bouclé.

Après une analyse approfondie du problème du contrôle, pris sous les divers aspects de quoi, où, quand, et comment contrôler ainsi que de qui doit contrôler, le conférencier a indiqué les voies ouvertes à l'évolution technique du contrôle. Il a insisté sur les problèmes de rapidité et de précision du contrôle, posés par les méthodes modernes de fabrication en chaîne.

M. ZELBSTEIN a conclu par le paradoxe que l'automatisation de plus en plus poussée revenait à supprimer progressivement le contrôle.

MM. BUISSON et QUENTIN des établissements AEM ont présenté deux appareils correspondant à deux problèmes de contrôle industriel bien particulier (choix des billes correspondant à un couple de chemins de roulement donné ; mesure de l'épaisseur de rondelles).

Une discussion très intéressante a permis de conclure que le projeteur devait nécessairement indiquer au contrôleur la raison du choix des diverses tolérances ainsi que le mode d'utilisation de la pièce, sinon aucun contrôle sérieux n'est possible.

La séance du 10 avril 1959 fut consacrée à une communication de M. Jacques HENRY-BAUDOT, Ingénieur en Chef à la Société d'Electronique et d'Automatisme, sur *le moteur imprimé* et ses applications industrielles.

M. HENRY-BAUDOT de la SEA a présenté les moteurs à bobinages imprimés SERVALCO. Ce matériel n'est pas inconnu des lecteurs de l'Onde Electrique puisqu'en février dernier notre revue a publié sous la signature du conférencier un article donnant le principe et la réalisation mécanique actuelle des moteurs SERVALCO. Il est donc inutile de revenir sur ces descriptions.

Au cours de sa conférence, M. HENRY-BAUDOT a particulièrement insisté sur le côté technique de ces moteurs, sur les études actuellement en cours, en vue d'en réduire considérablement le prix de revient par une fabrication en série, et sur les débouchés importants que ce type de moteur peut trouver.

M. HENRY-BAUDOT a terminé sa conférence par une présentation de maquettes. Il a fait fonctionner en particulier un lecteur à bande perforée permettant une cadence de lecture de 80 digits par seconde.

9e Section « Electronique Nucléaire ».

Le 3 juin 1959, M. Yves KŒCHLIN, Ingénieur au C.E.A., fit un exposé sur les *Progrès récents dans le comptage par scintillations.*

Le 15 juin 1959, le Dr Claude A. KLEIN, Research Staff Member, Raytheon Co (U.S.A.), exposa *Quelques travaux récents sur le silicium irradié.*

Le 17 juin 1959, M. Paul BRAFFORT, Ingénieur au C.E.A., parla des *Machines nucléaires et de la théorie de l'information.*

Le 24 juin 1959, M. Claude LALLEMANT, Ingénieur au C.E.A., fit un exposé sur *l'électronique dans la prospection et le traitement des minerais d'uranium.*

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.
AGNEL Emile, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme HUTER CHEVILLARD.
ALBESSARD Jean-Claude, élève à l'E.N.S.T.	BRAMELDE CLÉJOULX FRANÇOIS.
ALLAIGRE Jean-Claude, Michel, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN PAGET.
ALLENDER Simon, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
ARCHER élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN. POUZOLS.
AUROUX Alain, élève à l'Ecole Nationale Supérieure de Radioélectricité de Grenoble	MOUSSIEGT LANCIA.
BADINIER Jean-Claude, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
BARDEBIENNE André, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN POUZOLS.
BASSETTE Francis, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
BEAUSSILLON Roland, Dominique, Ingénieur E.S.E.	GAUSSOT PICHON.
BEIGNET François, Xavier, Ingénieur technico commercial à la Société T.R.T.	ROTHIER DAUBRICOURT.
BEILLIÈRE Pierre, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.

MM.	présentés par
Benet Charles, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Bera Jean, Docteur en médecine, radiologue des Hôpitaux	Segard Bouvet.
Berger Henri, Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Cozenot.
Blain André, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Blanchet, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Bonte Anthony, Pierre, Jean, Joseph, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Bouvet Jean-Marie, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.	Segard Giboin.
Brisse Jacques, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Brouard Jean-Claude, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Mlle	
Bureau du Colombier Marie-Josèphe, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
MM.	
Carlier Jean	Lebrun Liebaert.
Chaix Maurice, Augustin, Emile, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Pichon.
Chaussoy Pierre	Lebrun Liebaert.
Christiaen Jean, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Clais Bernard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Clavelloux, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Cochet, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Collette Jules, négociant	Segard Bouvet.
Cordonnier Vincent, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Corre, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Mlle	
Coudert Jeanine, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique Féminine	Poubeau Durand.
MM.	
Coustenoble Gérard	Lebrun Liebaert.
Crenn Robert, électronicien E.D.F.	Folliot de Gouvenain.
Dandois Guy, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Davesne	Bourassin Vinck.
Dehors Roger, Arthur, Louis, Professeur d'Automatique Appliquée à la Faculté des Sciences de Lille	Segard Bouvet.
Delevoie Yvon	Lebrun Liebaert.
Deloffre Jean, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Pouzols.
Delpierre Patrick, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Delvoye Jean, Adjoint chef Laboratoire d'essais Société Fives-Lille Cail	Liebaert Lebrun.
Depey Maurice, Pierre, Léon, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Pichon.
Derycker André, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Descarpentries André, Simon, Emile, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Desfarge Bernard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Desfontaines François, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Desir Georges, Président Directeur Général de la Société Anonyme Désir	Segard Bouvet.
Dessain Roger, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Dessemond Jean-Paul, élève à l'E.C.T.S.F.E.	de Gouvenain Chrétien.
Dheilly Jacky, Roger, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Dumont Jean-Claude, Georges, Raoul	Lebrun Liebaert.
Duquesne Philippe, Jean, René, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Duvauchelle Jean, Pierre, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Dykman Lucien, Maurice, Ingénieur Divisionnaire, Chef du Service Electrique du Groupe des H.B.N.P.C. de Bruay en Artois	Segard Bouvet.
Eloy Bernard	Liebaert Lebrun.
Forestier Bernard	Liebaert Lebrun.
Fraimbault Jean, Louis, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Froidure Ignace, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Girault, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Mme	
Grandvaux Marie, Agent technique d'Essais au Centre d'Essais en Vol de Brétigny	Delhoume Chouteau.
MM.	
Grandvaux Bernard, Fernand, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble	Benoit Moussiegt.
Graniou Louis, Charles, élève à l'E.N.S.T.	Bramel de Cléjoulx Thurin.
Guardiola Rafaël, élève à l'E.C.T.S.F.E.	Folliot de Gouvenain.
Guigou Jean, Claude, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin. Paget.
Guyot Gérard, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Pouzols
Hannecart Etienne, Directeur de la Société Sonneclair Radio-Télévision	Carpentier Bouvet.

MM.	présentés par
Hennechart François, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Herrmann Henry, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Hertzog Guy, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Houdain Gérard	Lebrun Liebaert.
Humbert Michel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon Cozenot.
Ignacio Jeronimo, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Jacquart Christian, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Jacobzone Roland, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Pouzols.
Jahan Hervé, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Pouzols.
Joubin Daniel, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Kalinowski Richard, Georges, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Knoff Jules, Robert, Chef du Service électrique au Peignage Motte	Segard Bouvet.
Kolla Rostislaw, Agent Technique	Mokrani Amic.
Krau Jean-Claude, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Langrand Yves, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Laroche Jean-Claude, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Paget.
Lecomte André, Directeur du Centre Régional de Distribution de la S.D.R.T. Division Pathé Marconi à Lille	Segard Bouvet.
Ledru Claude, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Lefebvre Bernard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Leflon Gérard, Albert, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Lehucher Bernard, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Lemoine Philippe, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Leveque Michel, Jean, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Levites Léo, Ingénieur au Centre d'Etudes Géophysiques, C.N.R.S.	Arnoult Lebrun.
Levy Jean, Elie, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Loyer François, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Marlier Armand, Gérard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Martin Jean, Pierre, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Masson Henri, Chef de Service, Cotonnière de Fives	Segard Bouvet.
Mathérion Xavier, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Matton Jean, Technicien télévision	Segard Bouvet.
May Emmanuel, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Mignot Lucien, Edmond, Roger, élève à l'E.N.S.T	Bramel de Cléjoulx Matras.
Mignot Michel, Jean-Marie	Lebrun Liebaert.
Millery Claude, Charles, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Molle Claude, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Mondeil Lucien, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin. Vinck
Neuman Georges, Directeur technique Etablissements Lecq	Segard. Bouvet.
Paccoud, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Papoular Maurice, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Pichon.
Patau	Bourassin Vinck.
Peard Michel, Daniel, Marc, Ingénieur du Laboratoire de Physique appliquée de Sud-Aviation	Gutton Legros.
Pernot Georges, Entrepreneur d'installations d'antennes	Segard Carpentier.
Peyrard Yves, René, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Polaert Rémy, Ingénieur H.E.I.	Verhoye Lebrun.
Poncelet Claude	Lebrun. Liebaert.
Poulain André, Félix, Michel, élève à l'I.S.E.N.	Segard Bouvet.
Reumaux André, Louis, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Revah Isaac, élève à l'E.S.M.E.	Bourassin Vinck.
Risbourg Arsène, Chef de travaux, Institut Radioélectricité et Electronique de Lille	Lebrun Liebaert.
Rivet Pierre, Guy, Yves	Lebrun Liebaert.
Roger Joseph, élève à l'E.N.S.T.	Bramel de Cléjoulx Thurin.
Rosiaux Edouard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Rouvellat Raymond, Service départemental R.T.F.	Carpentier Segard.
Senocq André, René, Gaston, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Serres Georges, Agent technique	Mokrani Amic.
Soland Jacques, Georges, Léon, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Soulié Gérard, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Spetebroodt Jean, Marc, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Thibaud René, Agent technique Electronicien au C.E.N. de Saclay	Lecomte Gutmann.
Thivend Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon Cozenot.

THOREUX Yves, Jean, Joseph, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
THOURY (DE), élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
TISSOT, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
TREUSSARD Christian, élève à l'E.C.T.S.F.E.	CHRÉTIEN DE GOUVENAIN
URSCHEL Guy	LEBRUN LIEBAERT.
VANDERHAGHEN Régis, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
VANHOVE Robert, François, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
VARANGOT Jean, Christian, Pierre, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
VAST Pierre	LIEBAERT LEBRUN.
VERLET Paul, Capitaine de l'Armée de l'Air	AUBERT BRAILLARD.
VERMESSE Bernard, Jean, Emilien, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
VERRÉ Yves, élève à l'E.S.M.E.	BOURASSIN PAGET.
VERSE Bernard, Ingénieur E.S.M.E.	BOURASSIN VINCK.
VINCENTINI Galileo, Dott. Ing. Elettrotecnico	PARMEGGIANI. RAVIOLA.
VINOT Daniel, René, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique.	GAUSSOT COZENOT.
VOGELAER Daniel	LIEBAERT LEBRUN.
WACRENIER Jean	LEBRUN LIEBAERT.
WATTEAU Jean, Paul, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	PICHON CHEVILLARD.
WAVRECHIN Régis (de)	LEBRUN LIEBAERT.
WERY Jean, Pierre, élève à l'I.S.E.N.	SEGARD VERHOYE.
WILS GÉRARD, Gaston, Raphaël	LEBRUN LIEBAERT.
ZEEWY	BOURASSIN VINCK.

OFFRE D'EMPLOI

0.130. — Recherchons ingénieurs des branches électrotechnique ou constructions mécaniques, désirant être actifs dans les secteurs des machines à équilibrer et des machines d'essais de fatigue, après une mise au courant approfondie de plusieurs années.

Rayon d'activité : Europe et outre-mer.

Connaissance de la langue allemande désirée, mais non obligatoire au début.

Envoyez curriculum vitae, photo et copie de certificats à CARL SCHENCK Maschinenfabrik GmbH Darmstadt/Hessen (Deutschland).

CONGRÈS INTERNATIONAL CIRCUITS ET ANTENNES HYPERFRÉQUENCES

(Paris, 21-27 octobre 1957)

Publication des communications du Congrès

Il ne reste plus qu'un nombre très limité des volumes contenant l'édition complète des textes des communications du Congrès Circuits et Antennes Hyperfréquences.

Pour se procurer ces documents, s'adresser au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens (10, avenue Pierre-Larousse, MALAKOFF (Seine). Tél. ALEsia 04.16).

Résumés bilingues des communications du Congrès :

1 vol. broché, 105 pages, 21 x 27 cm . . . . . **1 000 F**

Communications du Congrès :

Tome I : 1 vol. 336 pages, 21 x 27 cm . . . . . **4 500 F**

Tome II : 1 vol. 504 pages, 21 x 27 cm . . . . . **4 500 F**

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

LE RÉSEAU D'ÉMETTEURS DE LA RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE

A l'aide de renseignements communiqués par la R.T.F., nous indiquons ci-après les modifications survenues dans le réseau d'émetteurs de radio-diffusion sonore et de télévision, par rapport à la documentation que nous avons publiée dans notre numéro de janvier 1958.

Dans le domaine de la *radiodiffusion sonore*, on doit signaler de nouveaux émetteurs à modulation de fréquence :

— deux émetteurs de 2 kW à *Dijon-Nuits-Saint-Georges*, ont été mis en service en avril 1958, utilisant un aérien composé de 4 faces à 4 panneaux en polarisation horizontale, qui procure un gain de 12 dB vers le nord, l'est et le sud, et de 6 dB vers l'ouest ; le premier émetteur (Dijon MF1) fonctionne à 95,8 MHz et relaie le programme France II, le second fonctionne à 88,0 MHz et relaie le programme France III ;

— un second émetteur a été mis en service à *Paris* au début de 1959 ; il a une puissance de 2 kW, fonctionne à 90,1 MHz et relaie le programme spécial « modulation de fréquence » ;

— un second émetteur a également été mis en service à *Lille* en avril 1959 ; il a une puissance de 2 kW, fonctionne à 88,5 MHz et relaie le programme France I.

Du point de vue des programmes, un programme spécial « modulation de fréquence » a été rétabli en avril 1958, il est actuellement diffusé à partir de 17 heures (13 heures le samedi et 9 heures 30 le dimanche) par les émetteurs suivants : Paris MF1 (96,1 MHz) ; Paris MF2 (90,1 MHz) ; Bordeaux MF (98,1 MHz) Caen MF1 (95,6 MHz) ; Lille MF1 (92,2 MHz) ; Metz MF2 (89,7 MHz) ; Mulhouse MF (92,1 MHz) ; Nancy MF (96,9 MHz) Strasbourg MF (95 MHz) ; Toulouse MF (91,5 MHz) ; tous ces émetteurs, à l'exception de Paris MF2 et de Caen MF1, relaient le programme France III jusqu'au début du programme spécial.

En outre, la R.T.F. a mis en service au Sahara en 1958, des émetteurs locaux à modulation d'amplitude en ondes moyennes, en particulier :

Touggourt (1 kW - 1 070 kHz) ;
Colomb-Béchar (1 kW - 1 169 kHz).

Dans le domaine de la *télévision*, indiquons d'abord les émetteurs principaux mis en service depuis janvier 1958 :

— en avril 1958, un émetteur de 500 W à *Dijon-Nuits-St-Georges* fonctionnant dans le canal n° 10 en polarisation verticale, avec un aérien à 4 faces de 4 panneaux procurant un gain de 12 dB vers le nord, l'est et le sud, et un gain de 6 dB vers l'ouest.

— en juillet 1958, un émetteur de 500 W à *Cherbourg-Digesville* fonctionnant dans le canal n° 12 en polarisation horizontale, avec un aérien à 3 faces de 4 panneaux, procurant un gain de 15 dB vers le sud et de 9 dB vers l'est et l'ouest.

— en décembre 1958, un émetteur de 10 kW à *Reims-Hautvillers*, fonctionnant dans le canal n° 5 en polarisation verticale, avec un aérien à 4 faces de 6 panneaux, procurant un gain de 13 dB vers le nord, de 11 dB vers le sud et l'ouest, et de 8 dB vers l'est.

D'autre part, de nombreux émetteurs satellites de faible puissance ou réémetteurs, ont été mis en service en attendant l'installation d'émetteurs plus puissants, ou pour améliorer la réception dans certaines localités ; les principaux sont indiqués dans le tableau ci-dessous :

Ville	Situation	Canal	Polarisation	Puissance image	Mise en service
Amiens (P)	Coisy	11	V	40 W	juillet 1958
Limoges (P).....	Puy Vincent	2	H	3 W	août 1958
Le Havre	Harfleur	7	H	50 W	août 1958
Epinal	Bois de la Vierge	12	V	40 W	décembre 1958
Nice	Mont Alban	11	V	3 W	décembre 1958
Oran (P).....	Perret	8	H	50 W	décembre 1958
Ajaccio (P)	La Punta	4	H	50 W	décembre 1958

(P) désigne les émetteurs provisoires qui seront remplacés ultérieurement par des émetteurs plus puissants.

Un certain nombre d'émetteurs doivent être mis en service avant la fin de 1959, en particulier les émetteurs principaux de Bouvigny (région d'Amiens et de Lille) de La Bastide du Hautmont (région d'Aurillac) des Cars (région de Limoges) de Sury (région de Mézières) et de St-Pern (région de Rennes), ainsi que de nombreux réémetteurs.

Rappelons que nous avons publié dans notre numéro d'avril 1959 la carte du réseau de faisceaux hertziens utilisé par la R.T.F. pour l'acheminement des programmes de télévision.

ERRATUM

Un certain nombre d'erreurs ayant altéré le sens d'un paragraphe de l'article de MM. M. Blaise et P. Oger : « Liaison de surveillance destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité », paru dans le numéro d'avril 1959 de *L'Onde Electrique*, nous republions ci-après le début de ce paragraphe : (*L'Onde Electrique*, t. XXXIX, n° 385, avril 1959, page 319).

3.1. *Calcul des liaisons*

Pour évaluer le rapport signal/bruit à l'extrémité d'une section, fixons à titre d'exemple les données supplémentaires suivantes :

— distance $D = 100$ km ;
— perte dans les feeders : 2 dB par feeder, soit en tout $p = 4$ dB ;
— gain des aériens, avec les aériens à 4 hélices :
$G = 2 \times 16 = 32$ dB par rapport au dipôle,
$G = 36$ dB par rapport à une source isotrope ;
— longueur d'onde : $\lambda = 0{,}7$ m ;
— puissance d'émission : $P_e = 1$ W ;
— facteur de bruit du récepteur 10 log : $N = 12$ dB ;
— bande du récepteur : $B = 200$ kc/s.

Le rapport signal/bruit R_E à l'entrée du récepteur en propagation dans l'espace libre est donné par :

$$R_E = 10 \log P_R - 10 \log P_B$$

P_B étant la puissance de bruit $P_B = KTBN$,
P_R la puissance reçue :

$$10 \log P_R = 10 \log \frac{P_E}{A} + (G - p),$$

avec :

$$A = \frac{16\,\pi^2 D^2}{\lambda^2}.$$

On trouve :

$P_B = 1{,}25.10^{-14}$ W ; $A = 3{,}2.10^{12}$; $P_R = 5.10^{-10}$ W ;
d'où :

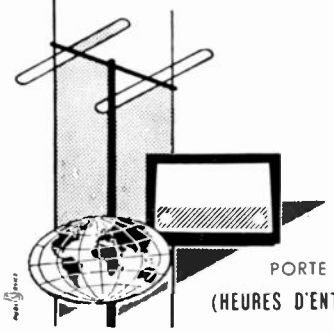
$$R_E = 46 \text{ dB}.$$

Le seuil de fonctionnement correct du récepteur est à 10 dB par rapport au bruit, nous disposons ainsi d'une marge de 36 dB pour les affaiblissements de propagation par rapport à l'espace libre.

Imprimé en France — Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 3e trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La gérante : Mme Chiron.

21e SALON

radio télévision



DU **10** AU **21** SEPTEMBRE

PORTE DE VERSAILLES - PARIS

(HEURES D'ENTRÉE : DE 10 A 19 HEURES)

CE **BON** découpé et présenté au guichet, donne droit à **50 F.** de réduction sur le prix d'une entrée au Salon

OJD — DIFFUSION · PUBLICITÉ

Le Tirage et la Diffusion

de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION

DE LA

DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ

POTENTIOMÈTRES AU CARBONE

à piste moulée agglomérée

Type M 12

1 watt à 70°

modèle standard étanche ou non.

modèle avec écrou de blocage d'axe.

* Potentiomètres étanches au graphite type GE 730 à perles de verre (se fait aussi en modèle double à axe unique ou avec interrupteur)

* Potentiomètres non étanches sur demande.

PUBL. RAPY 69

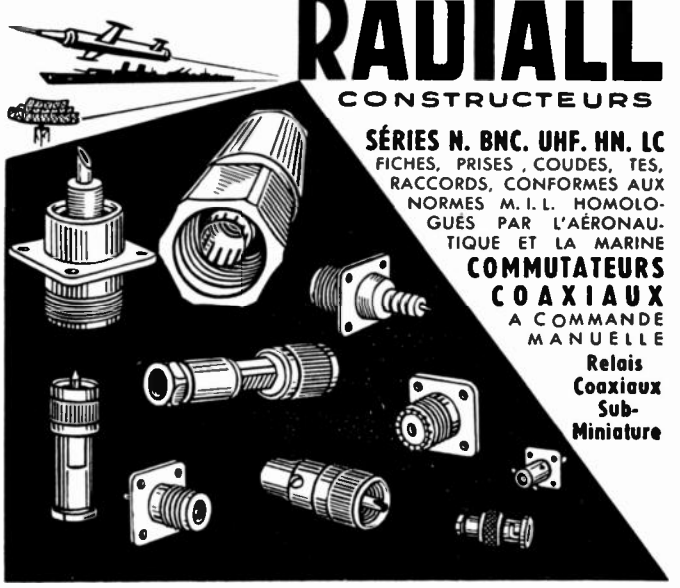
Variohm

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-et-O.) Tél : 967-24-54

CONNECTEURS COAXIAUX

RADIALL

CONSTRUCTEURS



SÉRIES N. BNC. UHF. HN. LC

FICHES, PRISES, COUDES, TES, RACCORDS, CONFORMES AUX NORMES M. I. L. HOMOLOGUÉS PAR L'AÉRONAUTIQUE ET LA MARINE

COMMUTATEURS COAXIAUX

A COMMANDE MANUELLE

Relais Coaxiaux Sub-Miniature

RADIALL 17, RUE DE CRUSSOL . PARIS XIe . VOL. 71-90

DOCUMENTATION A SUR DEMANDE

PUBL. RAPY

39e ANNÉE - No 390
SEPTEMBRE 1959
PRIX : 400 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

OCT 27 1959

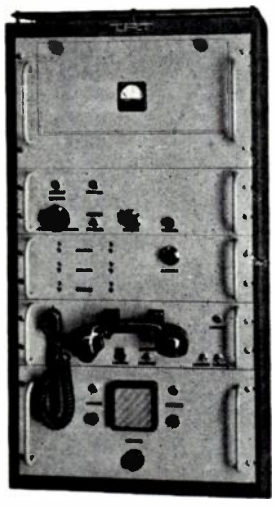
REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

La télévision polychrome des Établissements PETIT permet la retransmission en couleurs sur grand écran, tout en conservant une définition excellente.

Dans ce numéro :

Développement des matériels de transmission à bande latérale unique, K. GLAZER. — Les magnétrons industriels, Mlle CAGNAC. — Amplificateurs à large bande à transistors, J. DEZOTEUX. — Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs à semiconducteurs, S. GUENNOU. — Traversées isolantes en verre fritté, A. LIGUET. — La télévision universitaire, J. BEAUGRAND, A. GAUGET, P. SIVADON. — Dépar-

émetteurs récepteurs ALTERNAT BLU



FR 309

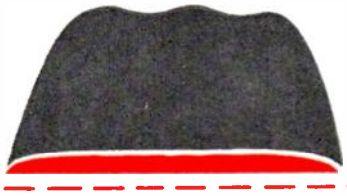
EMETTEUR-RECEPTEUR FIXE TYPE FR 309
UNE VOIE TELEPHONIE

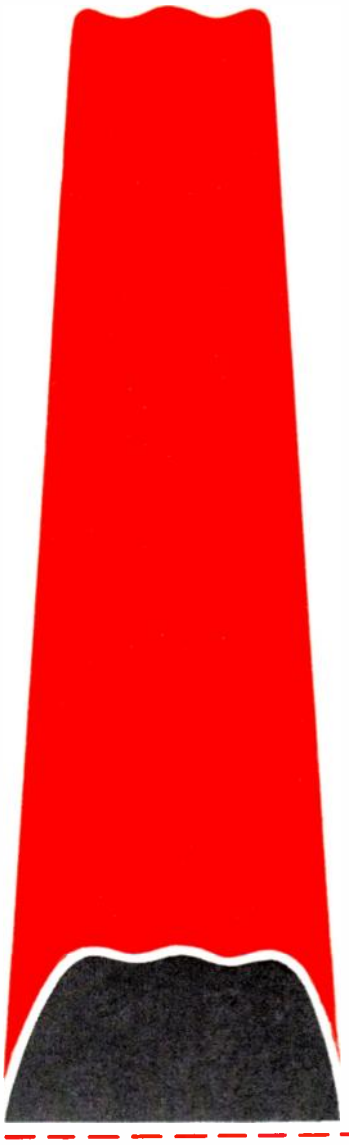
Type de transmission : B. L. U. sans porteuse - B. L. U. avec porteuse atténuée. B. L. U. avec porteuse normale (pour comptabilité avec un réseau A3)
Puissance nominale : 100 watts p. e. p.
Gamme : 3 à 18 Mc s.
Fréquences préréglées : 3, à commutation instantanée y compris l'adaptation d'antenne.
Réponses B. F. : 350 à 3.200 c s à 6 dB.
Alimentation secteur : 115-220 V monophasé 50 60 c s.

EMETTEUR-RECEPTEUR MOBILE TYPE FR 320
UNE VOIE TELEPHONIE

Type de transmission : B. L. U. sans porteuse. (livrable sur demande en B.L.U. compatible)
Puissance nominale : 20 watts p. e. p.
Gamme : 2 à 12 Mc s.
Fréquences préréglées : 6.
Réponses B. F. : 350 à 3.200 c s à 6 dB.
Alimentation : Batteries 6, 12, 24 V c.c.

FR 320





Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques

SIÈGE SOCIAL et USINE PILOTE : 26, RUE BOYER - PARIS XX^e - TEL. MEN. 62-94 - TELEG. TERATEL
SERVICES COMMERCIAUX : 88, RUE BRILLAT-SAVARIN - PARIS XIII^e - TEL. POR. 69-45

USINES A PARIS
BRIVE - ROUEN - DREUX

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6^e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **SEPTEMBRE 1959** **N° 390**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Développement des matériels de transmission à bande latérale unique (B. L. U.).	K. GILABERT	715
Les magnétrons industriels	Mlle CAGNAC	723
Amplificateurs à large bande à transistors	J. DEZOTEUX	726
Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs à semi-conducteurs	S. GUENNOU	733
Traversées hermétiques isolantes en verre-fritté	A. LIGUET	739
La télévision sous-marine	J. BEAUGRAND, A. GRUGET, M. SIVIRINE	742
Diagrammes de résolution de la fonction hyperbolique complexe $\frac{th\ Te^{\gamma\tau}}{Te^{\gamma\tau}}$ appliquée à la détermination de constantes diélectriques en hyperfréquences	M. et M. FELDEN	754
Informations :		
Pièces détachées		756
Documentation technique		756
Bibliographie		760
Communiqués		762

Sur notre couverture :

La caméra miniature (24 × 24 × 12 cm, poids 5 kg) transmet l'image du champ opératoire en couleurs. Le système de télévision polychrome des Etablissements PETIT, tout en conservant l'exactitude des teintes et une définition excellente permet la projection sur grand écran.

Applications : Retransmission pour l'enseignement (opérations chirurgicales, endoscopie, microscopie, contrôle industriel, etc.).

Caractéristiques : Caméra dimensions réduites à télécommande complète optique et électronique. — Réglages limités au strict minimum, centralisés sur le pupitre de commande.

Définition : standard 819 lignes.

Alimentation réseau 100 à 240 volts, 50 périodes, consommation 1 500 V.A.

Ets PETIT, à Ezanville (S.-et-O.), Tél. 064 et 079.

N. B. — Un article sur ce procédé de télévision en couleurs sera publié dans le prochain numéro de *l'Onde Electrique.*

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs.*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : **France, 8 700 F** ; **Etranger, 4 100 F** — Prix de ce numéro : **400 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T.

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.
Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.
Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N
Vice-Président. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision à la R.T.F.
Secrétaire. — M. R. LIEBAERT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Lille.
Secrétaire-Adjoint. — M. J. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivites	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux	+ **500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique**.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

PROBLÈMES PARTICULIERS AU MATÉRIEL DE TRANSMISSION A BANDE LATÉRALE UNIQUE, par K. GILABERT, *Chef du Département Technique B.L.U., Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques.* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 715 à 722).

Rappel des avantages et inconvénients que l'on peut attendre de l'utilisation des transmissions à B.L.U. par rapport à l'utilisation des transmissions à modulation d'amplitude.

Examen des problèmes que posent l'élaboration et la réception d'une onde à B.L.U. et description de quelques méthodes généralement utilisées pour résoudre ces problèmes.

Présentation et description de matériels à B.L.U. déjà commercialisés utilisant les méthodes décrites.

LES MAGNÉTRONS INDUSTRIELS, par Mlle CAGNAC, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 723 à 725).

Les magnétrons ont fait leur apparition dans le domaine industriel ; l'article décrit des magnétrons développés pour cette utilisation ainsi que les qualités exigées de ces tubes.

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE A TRANSISTORS, par J. DEZOTEUX, *Ingénieur des Télécommunications, Centre National d'Etudes des Télécommunications.* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 726 à 732).

Cet article expose les principaux problèmes soulevés par la réalisation d'amplificateurs à large bande à transistors. L'étude électrique est traitée à partir d'un schéma équivalent et l'expression du produit gain largeur de bande et donnée dans le cas d'un ou plusieurs étages en cascade.

Les questions de puissance de dissipation, de distorsion harmonique, et de bruit sont discutées et quelques résultats expérimentaux sont présentés.

AMPLIFICATION ET MESURE DES FAIBLES TENSIONS CONTINUES AVEC DES DISPOSITIFS A SEMI-CONDUCTEURS, par S. GUENNOU, *Société La Radiotechnique.* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 733 à 738).

La dérive avec la température étant l'inconvénient majeur d'un amplificateur à courant continu équipé de semi-conducteurs, l'article en donne d'abord les principales causes et présente une analyse de circuits permettant de compenser cette dérive.

Deux groupes de solutions sont envisagés : les étages à liaison directe et les étages à liaison R.C. précédés d'un modulateur.

TRAVERSÉES HERMÉTIQUES ISOLANTES EN VERRE-FRITTÉ, par A. LIGUET, *Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques.* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 739 à 741).

Vue d'ensemble sur les traversées en verre-fritté : leur conception technique, leurs avantages spécifiques et le niveau des performances atteintes dans les fabrications de grande série.

Données élémentaires orientant le choix des utilisateurs pour l'emploi sur les ensembles étanches.

Perspectives d'avenir et de développement.

LA TÉLÉVISION SOUS-MARINE, par J. BEAUGRAND, *Ingénieur au Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston,* A. GRUGET, *Ingénieur à la Société Spirotechnique* et M. SIVIRINE, *Ingénieur à l'Office Français de Recherches Sous-Marines (O.F.R.S.).* Onde Electrique de septembre 1959 (pages 742 à 753).

Après avoir décrit les problèmes particuliers posés par la réalisation d'un matériel de télévision sous-marine : (mécanique, optique et problèmes électriques) et exposé les solutions qui ont été apportées à ces problèmes dans la réalisation de l'équipement THV 110, destiné aux prises de vues subaquatiques jusqu'à 100 mètres de profondeur, les auteurs exposent les applications commerciales scientifiques et militaires de cet équipement. Contrôle de constructions d'ouvrages sous-marins, recherches d'épaves, pêche, exploration subaquatique, défense des ports, détection des mines, etc. sont les applications successivement envisagées.

SUMMARIES OF THE PAPERS

AMPLIFICATION AND MEASUREMENT OF WEAK D.C. SIGNAL BY SEMI-CONDUCTOR APPARATUS, by S. GUENNOU, *Société La Radiotechnique*. Onde Electrique, September 1959 (pages 733 to 738).

Temperature drift is the major disadvantage of D.C. amplifiers using semi-conductors. The principal causes of this drift are first given and then circuits for compensating it are discussed.

Two solutions are considered, direct coupled stages and R.C. coupled stages preceded by a modulator.

GLASS SEAL TERMINALS, by A. LIGUET, *Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques*. Onde Electrique, September 1959 (pages 739 to 741).

General review of glass-seal terminals : technical basis, special advantages and performance obtainable under mass production conditions. Fundamental date guiding users in their application to hermetically sealed assemblies. Future prospects and probable developments.

SUB-MARINE TELEVISION, by J. BEAUGRAND, *Ingénieur au Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston*, A. GRUGET, *Ingénieur à la Société Spirotechnique*, and M. SIVIRINE, *Ingénieur à l'office Français de Recherches Sous-Marines (O.F.R.S.)*. Onde Electrique, September 1959 (pages 742 to 753).

After discussing the particular problems associated with underwater television — mechanical, optical and electrical and the means adopted in the T.H.V. 110 equipment for solving these problems for taking pictures at a depth of up to 100 metres, the authors then discuss the commercial scientific and military applications of this equipment.

Those envisaged are — checking under water construction, investigation of wrecks, fishing, under water exploration, defense of ports, mine detection, etc.

SPECIAL PROBLEMS IN SINGLE SIDE-BAND TRANSMISSION EQUIPMENT, by K. GILABERT, *Chef du Département Technique B.L.U. (Simple Side-Band), Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques*. Onde Electrique, September 1959 (pages 715 to 722).

The advantages and disadvantages associated with single side band working in relation to amplitude modulation are recalled.

Examination of the general problems of single side band reception and a description of methods generally adopted to solve these problems.

Description of single side band equipment already in commercial use which uses the methods described.

INDUSTRIAL MAGNETRONS, by Mlle CAGNAC, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, September 1959 (pages 723 to 725).

Magnetrons have come into industrial use — and this article describes magnetrons which have been developed for this purpose as well as the performance of these tubes.

BROAD BAND TRANSISTOR AMPLIFIERS, by J. DEZOTEUX, *Ingénieur des Télécommunications, Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique, September 1959 (pages 726 to 732).

This article states the main problems arising in the design of broad-band transistor amplifiers. The treatment is based on an equivalent circuit and the product of gain and bandwidth is given for one stage or for several stages in tandem.

The questions of power dissipation, harmonic distortion, and noise, are discussed and a number of experimental results are given.

PROBLÈMES PARTICULIERS AUX MATÉRIELS DE TRANSMISSION A BANDE LATÉRALE UNIQUE (B.L.U.)

PAR

K. GILABERT

Chef du Département Etudes Techniques B.L.U.
Société Télécommunications Radioélectriques
et Téléphoniques

1. Généralités

De nombreux articles [1] ayant été publiés sur les transmissions à B.L.U. et tous ces articles commençant par un exposé détaillé des avantages que présente ce type de transmission sur les transmissions à modulation d'amplitude (AM), il sera suffisant de résumer ci-après ces avantages :

— Efficacité de la liaison accrue d'au moins 9 dB.

— Réduction de moitié de la bande occupée.

— Réduction importante des distorsions dues au fading sélectif.

— Suppression de certaines interférences.

— Consommation moyenne beaucoup plus réduite à l'émission.

— Localisation et brouillage volontaire plus difficile.

En résumé, cette énumération permet d'affirmer qu'une liaison à B.L.U. présente une qualité toujours supérieure à une liaison en AM de puissance huit fois supérieure. Cette affirmation a été largement confirmée par la pratique.

Cependant la réalisation des matériels à B.L.U. pose certains problèmes particuliers qui peuvent être classés en trois catégories :

— Stabilité de fréquence accrue : ceci en dehors de toute considération de brouillage entre stations.

— Grande linéarité de la caractéristique amplitude-amplitude des divers étages (modulateurs et amplificateurs principalement) c'est-à-dire faible taux d'intermodulation.

— Elimination des fréquences indésirables.

1.2. Stabilité de fréquence

La stabilité de fréquence a été jusqu'à ces temps derniers le principal écueil auquel s'est heurté le développement de la B.L.U. dans les bandes des fréquences radioélectriques allant jusqu'à 30 MHz.

Il y a lieu de penser que cet écueil venait principalement des raisons suivantes :

1.2.1

Le manque d'expérience faisait penser que le rétablissement à la réception du spectre B.F. devait s'effectuer avec une précision de l'ordre de quelques Hertz sous peine d'une perte importante de l'information transmise. Cette idée s'appuyait surtout sur les transmissions sur fil et sur les transmissions à bandes latérales indépendantes (B.L.I.) dans lesquelles la stabilité de fréquence de quelques Hz n'est principalement utile que pour des questions d'exploitation en raison de la juxtaposition de plusieurs informations indépendantes. En fait des expériences systématiques permettent d'affirmer quel même en présence d'un rapport signal/bruit norma, pour une liaison exploitable une erreur de plusieurs dizaines de Hz dans le rétablissement du spectre B.F. classique 300 à 3 000 Hz n'affecte pas du tout le taux d'intelligibilité aux logatomes. Avec une erreur atteignant 100 Hz cette intelligibilité est à peine affectée de quelques %, ce qui n'est pas sensible dans une conversation courante [2]. Une erreur encore plus élevée est encore admissible si le déplacement du spectre se fait vers des fréquences plus élevées. En résumé une erreur de 60 Hz est indécelable dans une conversation téléphonique ; tout au plus peut-on noter une légère modification du timbre du correspondant si celui-ci est déjà auditivement connu. De ceci on peut affirmer que pour les liaisons à B.L.U. utilisées à postes fixes ou sur des mobiles ne dépassant pas les vitesses infrasoniques une stabilité absolue de 30 à 40 Hz est nettement suffisante pour l'émetteur et le récepteur, ce qui conduit tout au plus à une stabilité de l'ordre de 10^{-6} pour la fréquence de 30 MHz. La limite supérieure des fréquences utilisées sur les matériels mobiles

terrestres se situant aux environs de 15 MHz, une stabilité de 2.10^{-6} est suffisante. D'autre part, ce matériel étant généralement exploité directement par le correspondant placé devant ou à proximité immédiate, il est facile de mettre à sa disposition un dispositif manuel de correction de fréquence agissant dans une marge de quelques cent ou deux cents Hz, ce qui permet dans un esprit d'économie et d'encombrement acceptable, l'utilisation d'oscillateurs à quartz ou de standard de fréquence relativement peu évolués donnant couramment une stabilité de l'ordre de 10^{-5}. Ceci sans que le correspondant manque le premier contact.

1.2.2.

Pour les transmissions à modulation d'amplitude, les tolérances de fréquences étant relativement peu sévères et l'encombrement du spectre étant encore acceptable, on était tenté d'utiliser sur les matériels à B.L.U. de faible puissance et de prix réduit, des auto-oscillateurs ou des oscillateurs à quartz sommaires. Même en tenant compte que, comme il vient d'être dit, la stabilité de fréquence est nettement inférieure à celle que l'on pensait être nécessaire, ces auto-oscillateurs n'auraient pas présenté une stabilité suffisante pour la B.L.U.

1.3. Linéarité des divers étages

1.3.1. *Amplificateurs Haute Fréquence*

Sans que la linéarité des tubes ait été un écueil notable dans l'évolution de la B.L.U. on peut dire que l'apparition des tubes tétrodes modernes qui donnent des puissances et des rendements intéressants à la limite du courant grille (classe AB1) en ont facilité le développement. (Des tubes tétrodes spéciaux B.L.U. ont même été étudiés ou sont en cours d'étude).

Par exemple, il est très coûteux de réaliser un émetteur à B.L.U. utilisant des tubes triodes même modernes, car il est impossible de tirer un rendement et une puissance acceptables de ce type de tube sans atteindre les régions positives de grille. L'apparition du courant grille créant au cours du cycle une chute brutale de l'impédance d'attaque, il est nécessaire, soit de réaliser un système de compensation de charge de l'étage d'attaque, soit de surdimensionner et charger inutilement celui-ci en fonction du degré de linéarité que l'on veut conserver, ce qui conduit dans les deux cas, à une plus grande complexité du matériel et à une consommation plus élevée. Dans le cas d'utilisation de tétrodes modernes ces inconvénients ne se présentent pas, étant donné que l'absence de courant grille caractérise une charge de l'étage d'attaque théoriquement nulle. Ceci permet d'obtenir des rapports de puissance élevés entre étages tout en conservant une bonne linéarité. Ainsi le rendement global d'un amplificateur B.L.U. en classe AB1 est à peu de choses près comparable à celui d'un amplificateur classe C.

1.3.2. *Modulateurs*

L'élaboration d'une onde à B.L.U. et sa démodulation, impliquent plusieurs transpositions de fréquence (voir plus loin 1.4). Une transposition de fréquence faisant nécessairement appel à un système non linéaire, produit toujours en plus de la fréquence désirée, plusieurs autres fréquences qu'il y a lieu d'éliminer par filtrage. Pour faciliter ou même rendre possible ce filtrage il est nécessaire tout au moins pour la première transposition en émission, d'utiliser un modulateur produisant le moins de fréquences parasites avec le plus faible niveau possible sur celles qu'il est impossible d'éviter. Seuls les modulateurs symétriques permettent de remplir ces conditions. Ici les transmissions à B.L.U. ont largement profité de l'expérience acquise dans la technique des transmissions sur fils par courants porteurs, et l'on peut dire que cette partie n'a jamais posé de problèmes.

1.4. Élimination des fréquences indésirables

Etant donné qu'une onde à B.L.U. [3] peut être représentée par le simple déplacement du spectre B.F. vers la fréquence d'émission on serait tenté de produire cette onde B.L.U. par une seule transposition, comme cela est fait en courants porteurs, ce qui limiterait la production de fréquences indésirables.

Malheureusement, dans l'état actuel de la technologie, bien qu'il existe des modulateurs qui théoriquement permettraient d'obtenir directement une onde à B.L.U., cela est impossible en raison des fréquences élevées utilisées en radiotéléphonie. Il y a lieu aussi d'ajouter que contrairement à la technique des courants porteurs, l'émission à B.L.U. doit pouvoir s'effectuer en un point quelconque non défini par avance, de la gamme des fréquences radio-électriques. Compte tenu de cela, l'élaboration (ou la démodulation) d'une onde à B.L.U. fait appel à plusieurs transpositions de fréquences. L'apparition de filtres mécaniques travaillant sur des fréquences élevées spécialement destinés à la B.L.U. ont permis dans certains cas de limiter à deux le nombre de transpositions, alors que la technique des filtres L.C. conduirait obligatoirement à un minimum de trois transpositions. Pour mémoire on doit mentionner les filtres à quartz qui pourraient présenter des performances au moins égales à celles des filtres mécaniques, mais en raison de leur prix élevé, des difficultés de reproduction en grande série, ils ne sont pratiquement pas utilisés en B.L.U.

2. Description de l'émetteur récepteur B.L.U. T.R.T. Type FR 309 et ses dérivés

2.1. Caractéristiques générales

L'émetteur-récepteur T.R.T. type FR 309 (fig. 1) est destiné à assurer des liaisons bilatérales en alternat. Une autre version constituée par des éléments du

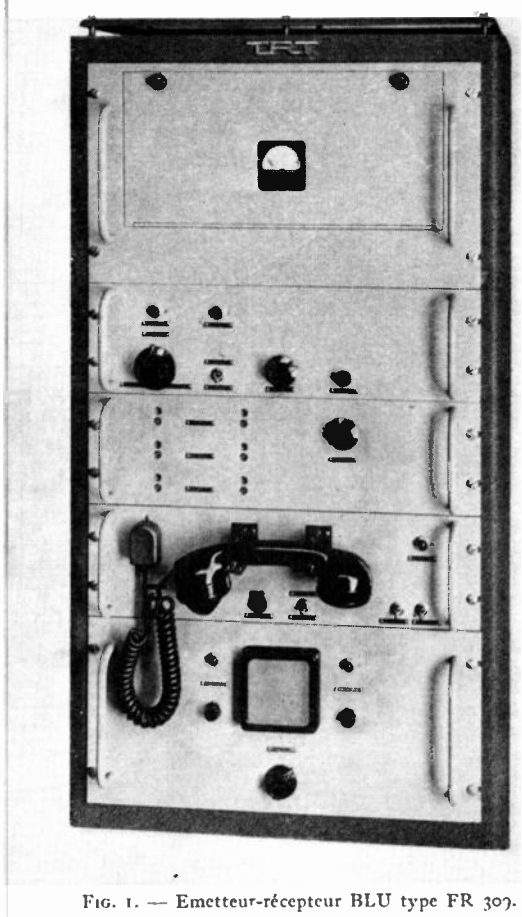


FIG. 1. — Emetteur-récepteur BLU type FR 309.

FR 309 et comprenant un émetteur FZ 328 et un récepteur FO 321 (fig. 2) ou 322 entièrement séparés, permet d'assurer des liaisons en duplex. A cette dernière version peuvent être adjoints des éléments permettant d'assurer des liaisons duplex à deux voies (une voie téléphonie et une voie télégraphie) simultanées sur la même fréquence.

Cette dernière version à deux voies comporte une commande automatique de fréquence à la réception (C.A.F.).

Dans cette version l'émetteur prend la désignation FR 311 (fig. 3) et le récepteur la désignation FO 318 (fig. 4).

Les diverses versions du FR 309 fonctionnent dans la gamme 3 à 18 MHz mais les récepteurs séparés peuvent atteindre 22 MHz.

Trois fréquences entièrement préréglées (circuit de correction d'antenne compris) en un point quelconque de cette gamme sont immédiatement disponibles par une simple commutation. Une fréquence de dégagement peut être utilisée sur chacune des fréquences préréglées.

Une antenne unique pour les 3 sorties HF de l'émetteur et pour le récepteur peut être utilisée. Mais la version la plus simple permet d'utiliser une antenne accordée sur chaque fréquence préréglée. Ce qui permet d'obtenir un meilleur rendement de l'installation, car il est bien connu qu'il est possible d'obtenir une amélioration de champ de l'ordre de 4 à 6 dB par l'utilisation d'une antenne accordée.

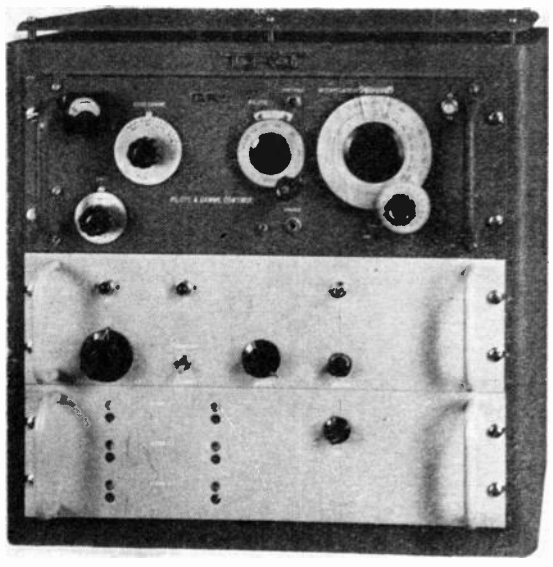


FIG. 2. — Récepteur BLU type FO 321.

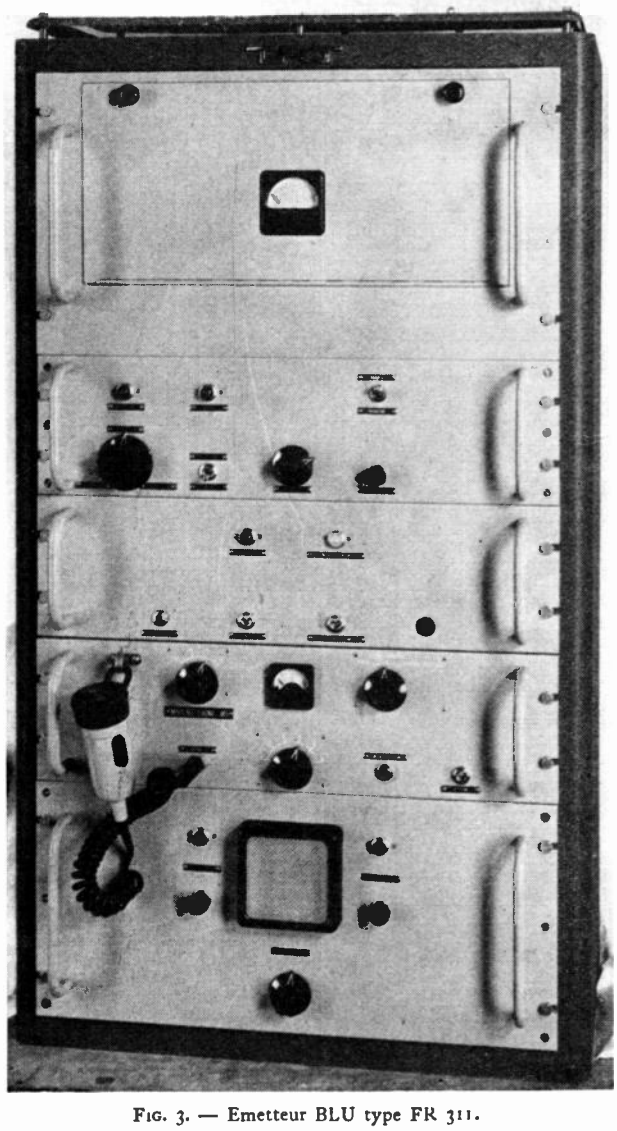


FIG. 3. — Emetteur BLU type FR 311.

Le gain ainsi obtenu représente l'utilisation d'un émetteur 3 à 4 fois plus puissant, et si à la réception on utilise une autre antenne accordée on peut assurer des liaisons confortables là où on obtiendrait des liaisons à peine exploitables.

L'émission en B.L.U. peut s'effectuer suivant trois modes :

a) sans porteuse

b) avec porteuse atténuée : ce qui permet d'assurer à la réception l'asservissement d'un des oscillateurs locaux (CAF).

c) avec porteuse normale, ce qui permet la réception de la B.L.U. à l'aide d'un récepteur normal à modulation d'amplitude, (B.L.U. compatible).

La transmission en télégraphie A1 est possible.

Dans la version à deux voies simultanées la voie télégraphie est transmise par une sous porteuse placée au-delà du spectre BF, et manipulée par déplacement de fréquence (MDF) (ou FSK en anglais).

La puissance d'émission est de 150 W crête. Elle peut être limitée à 50 W si nécessaire dans la version à une seule voie.

Dans la version à deux voies la répartition de puissance entre celles-ci est faite de telle façon que jamais la puissance moyenne de 50 W n'est dépassée.

Si besoin est, toute la puissance peut être reportée sur une seule voie, ce qui permet une émission F1 normale.

Les rayonnements non essentiels sont au plus égaux à —40 dB du niveau de crête.

Les produits d'intermodulation sont au plus égaux à —26 dB.

La sensibilité du récepteur est au moins égale à 1 μV (FEM) pour un rapport signal sur bruit de 6 dB (5 μV pour 26 dB).

L'affaiblissement des fréquences images est au moins égal à 60 dB jusqu'à 10 MHz et atteint 55 dB à 16 MHz.

La distorsion non linéaire est au plus égale à 5 % pour une puissance BF de sortie de 2 W.

Lors du préréglage des fréquences, un réglage individuel de chaque quartz permet de rattraper des erreurs de fréquences de $\pm 3.10^{-5}$ indépendamment d'une correction manuelle de ± 200 Hz au moins à la disposition de l'opérateur. (Pour le trafic, le réseau est ajusté ainsi une fois pour toutes).

L'alimentation s'effectue sur secteur monophasé 50 Hz, 110 - 120 - 130 - 210 - 220 ou 230 V.

2.2. Présentation et disposition des organes

2.2.1. *Emetteur récepteur FR* 309 (fig. 1)

L'émetteur récepteur est constitué par l'assemblage de 5 châssis de rack standard dans une armoire dont les dimensions sont les suivantes :

Hauteur	980 mm
Largeur	540 mm
Profondeur	340 mm

Le châssis placé dans le bas contient l'alimentation de l'étage final de l'émetteur et le HP de veille.

Le châssis suivant contient les organes de commandes et de contrôle suivants, disposés sur son panneau avant :

— La mise en marche BT et HT avec témoin lumineux.

— L'inverseur « Réglage » « Trafic ».

— L'inverseur « Graphie » « Phonie ».

— Le jack pour le manipulateur.

— Le combiné téléphonique.

Le 3e châssis contient le récepteur complet à l'exclusion des oscillateurs et de l'alimentation, lesquels sont placés dans le 4e châssis. Sur le panneau avant du récepteur, sont placés les organes suivants :

— Préréglages des fréquences (la commutation des sous-gammes lors du préréglage se fait par l'arrière).

— Réglage de la sensibilité HF.

— Réglage du gain BF.

— Jack pour casque d'écoute ou de contrôle.

Le 4e châssis contient les 3 oscillateurs à quartz thermostatés nécessaires aux transpositions de fréquences en émission et en réception. Il contient aussi une alimentation HT qui est inversée, par la commande d'alternat, du récepteur sur les petits étages de l'émetteur. Sur la face avant de ce châssis se trouvent :

— Le commutateur des fréquences préréglées.

— L'inverseur pour fréquences de dégagement.

— Le réglage de netteté (déplacement de ± 200 Hz environ de la fréquence).

Le 5e châssis contient toute la partie émission à l'exclusion des oscillateurs et des alimentations qui sont contenus dans les châssis inférieurs comme indiqué ci-avant. Sous une partie rabattable du panneau avant se trouvent les organes de préréglages propres à l'émetteur et au circuit de correction d'antenne.

Sur la face intérieure de la partie rabattable, se trouvent les tableaux de réglages de l'émetteur et du récepteur. Un évidement dans cette partie permet de voir l'appareil de mesure qui contrôle soit le courant anode final soit le courant d'antenne suivant la position d'un commutateur intérieur. La commutation des sous-gammes au préréglage se fait par l'arrière comme dans le récepteur. A l'arrière se trouve aussi le commutateur qui permet l'établissement du régime de porteuse choisi pour la liaison (sans porteuse, porteuse réduite pour CAF, porteuses normale pour B.L.U. compatible).

2.2.2. *Emetteur type FR* 311 (fig. 3)

L'émetteur FR 311 qui fournit deux voies simultanées (B.L.U. et F.1), est déduit de l'E.R. FR 309 par remplacement du châssis récepteur et du châssis de commande par un châssis dit « voie télégraphique »

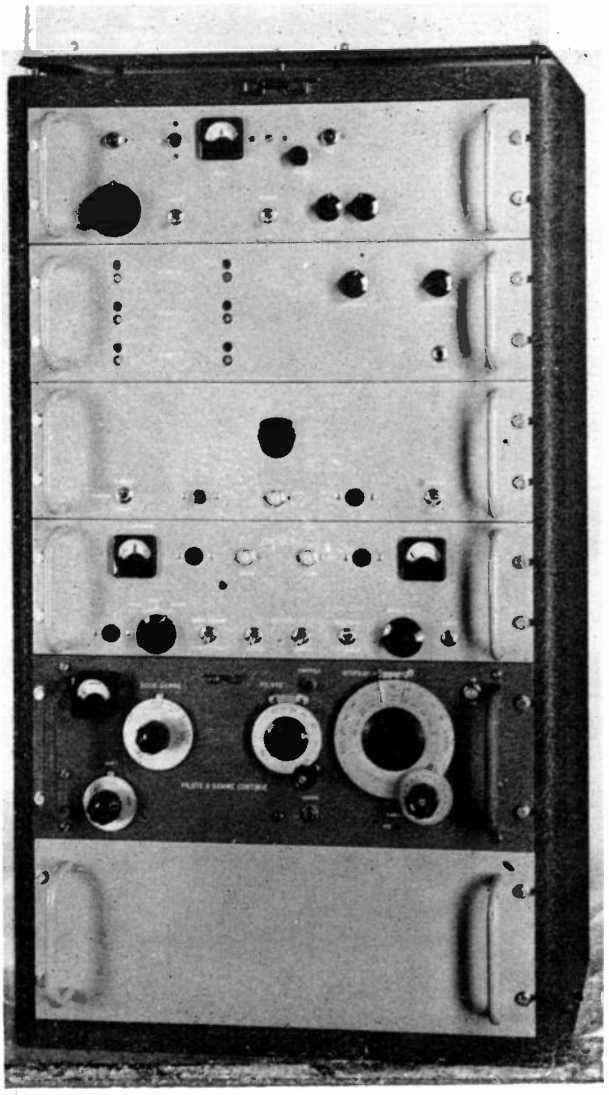


FIG. 4. — Récepteur BLU avec CAF type FO 318.

et par un châssis de commande spécial ; les autres châssis restent identiques.

Le châssis voie télégraphique contient tous les éléments nécessaires à l'élaboration d'une émission télégraphique par déplacement d'une fréquence B.F.

Sur sa face avant se trouvent :

— un interrupteur de mise en service,

— un interrupteur de coupure de la ligne télégraphique,

— un voyant de contrôle de manipulation,

— un jack pour contrôle de l'oscillateur BF manipulé.

Si la voie télégraphique n'est pas demandée le châssis peut être remplacé par un panneau de complément (Emetteur FZ 328)

Le châssis de commande spécial comporte un régulateur BF placé sur la ligne de modulation. Il comporte aussi les éléments nécessaires à la combinaison des deux voies (télégraphie et téléphonie).

Sur sa face avant se trouvent les organes suivants:

— un interrupteur HT avec témoin,

— un commutateur qui permet le fonctionnement sur une seule des deux voies au choix, ou la combinaison des deux,

— un appareil de mesure avec son commutateur permettant de contrôler divers tensions et courants et en particulier le niveau de chacune des voies,

— un jack à coupure de ligne BF pour microphone local avec support pour ce microphone,

— un jack de contrôle de ligne de modulation.

2.2.3. *Récepteurs FO 321 et FO 322* (fig. 2)

Ces deux récepteurs sont présentés dans un coffret dont les dimensions sont les suivantes :

Hauteur	530 mm
Largeur	540 mm
Profondeur	340 mm

Ils sont constitués par le châssis récepteur et le châssis oscillateur extraits de l'E.R. FR 309. Ces deux châssis sont disposés dans le bas du coffret.

Pour le FO 321 le châssis supérieur est constitué par un pilote à gamme continue de grande stabilité T.R.T. type FE 342 H, ce qui permet d'obtenir un récepteur à B.L.U. à gamme pseudo continue, avec exploration de l'ordre de quelques dizaines de kHz autour du (ou des) points de réglage.

Dans le récepteur FO 322 le châssis pilote est remplacé par un panneau avec HP de veille. Ainsi ce récepteur est uniquement à 3 fréquences calées sur quartz.

2.2.4. *Récepteur type FO 318* (fig. 4)

Ce récepteur est plus spécialement destiné à fonctionner en liaison avec l'émetteur type FR 311. Il restitue les deux voies émises (télégraphie et téléphonie).

Il est contenu dans une armoire identique à celle de l'émetteur dans laquelle sont disposés cinq châssis et un panneau de complément.

Le châssis supérieur est un chassis récepteur identique aux autres récepteurs (FR 309, FO 321 et FO 322).

Le chassis placé en dessous contient les oscillateurs et l'alimentation de l'ensemble comme pour les autres récepteurs. Mais pour cette utilisation l'oscillateur de 2e transposition est constitué par un auto-oscillateur contrôlé par 2 tubes à réactance sur la grille desquels sont appliquées les tensions de commande automatique de fréquence (C.A.F.) provenant du châssis placé en dessous.

Son panneau avant comporte en supplément, par rapport à celui du châssis oscillateur normal, les organes suivants propres à la C.A.F. :

— un appareil de mesure à Zéro central pour contrôle de la dérive de porteuse,

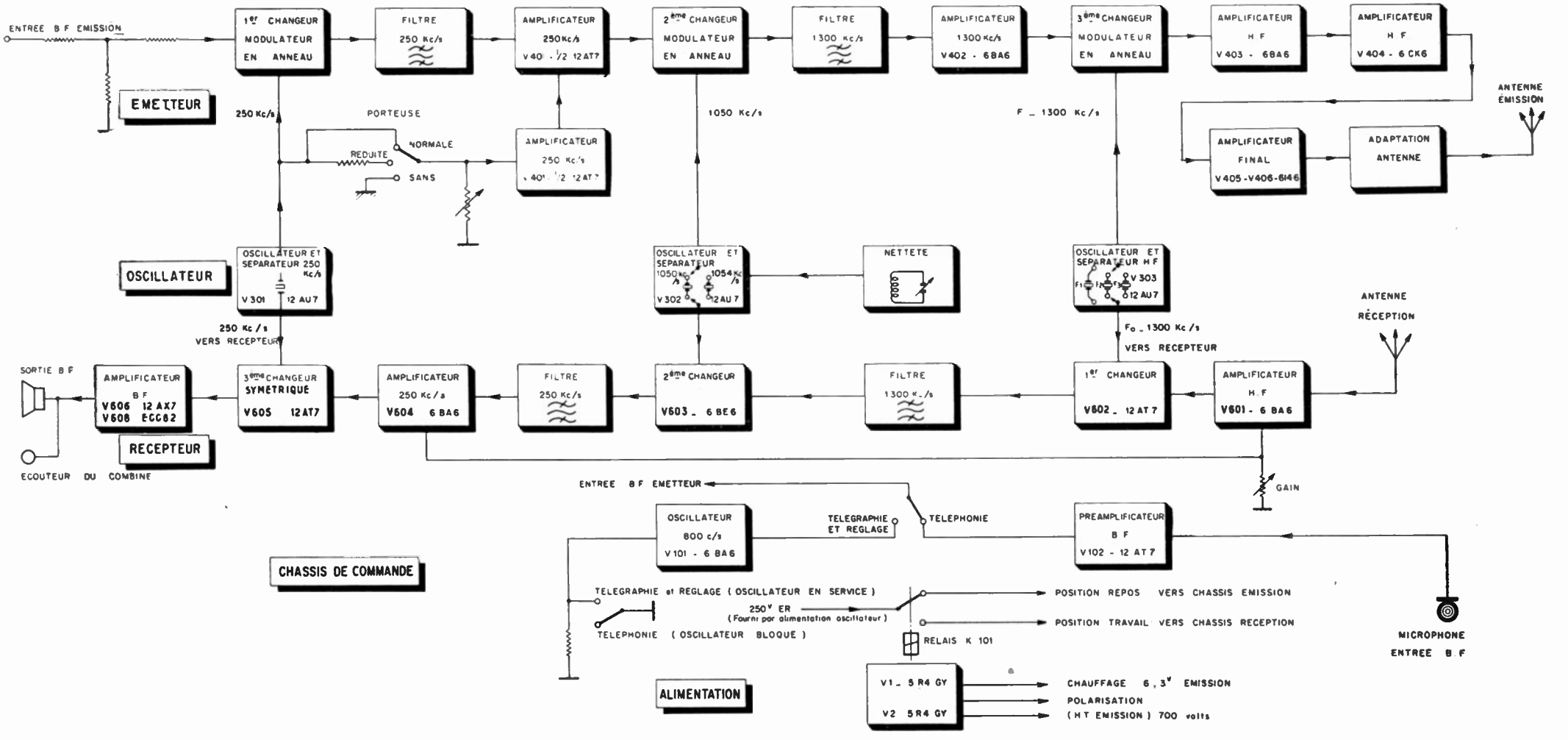


FIG. 5. -- Schéma synoptique de l'émetteur-récepteur FR 309 150 W-BLU.

- deux organes de réglage (« gros » et « fin ») de l'auto-oscillateur,

- un interrupteur de C.A.F. pour permettre le réglage.

Le châssis placé en dessous (3e en partant du haut) contient tous les organes propres à la restitution, à partir d'une porteuse normale ou réduite, des tensions de CAG et de CAF nécessaires aux deux châssis supérieurs.

Le système de CAF est un système original purement électronique qui permet éventuellement un verrouillage en phase sur la porteuse, mais dans ce récepteur le verrouillage en phase étant superflu, les organes nécessaires n'ont pas été montés. Ce verrouillage en phase est utilisé dans le récepteur B.L.U. radiodiffusion ou B.L.I. de grand trafic FO 313 ou 314 qui pourra faire l'objet d'une description ultérieure ; à cette occasion une description détaillée du système de CAF et CAPH sera faite.

Sur la face avant du châssis de C.A.F. se trouvent les organes suivants :

- un témoin de porteuse « centrage »,

- un indicateur de battement entre la porteuse réelle et la porteuse rétablie,

un poussoir et un potentiomètre à tournevis pour recentrage de la CAF (remise au battement nul pour tensions de CAF nulles),

- un interrupteur de CAG (renvoi sur commande manuelle placée sur le châssis récepteur),

- un inverseur Porteuse « Normale » « Réduite ».

Le 4e chassis « Séparateur de voies » contient tous les organes nécessaires à la restitution, à partir de la sortie du châssis récepteur, des deux voies émises. Si l'émission se fait uniquement en B.L.U. le châssis séparateur peut être supprimé (Récepteur FO 324).

Sur la face avant de ce châssis se trouvent les organes suivants :

3 réglages de niveau BF (ligne, casque et HP)

un appareil de contrôle de niveau ligne

un témoin de porteuse télégraphique

pour le téléimprimeur :

un appareil contrôle de courant avec réglage par tournevis

- un témoin de manipulation

2 interrupteurs coupure et blocage

- un inverseur simple ou double courant.

Le 5e châssis, qui est facultatif, est constitué par le pilote à gamme continue de haute stabilité T.R.T. type FE 342 H ce qui permet de faire fonctionner le récepteur en un point quelconque de la gamme en l'absence de quartz.

3. Description du fonctionnement

3.1. Émetteur Récepteur FR 309

Les matériels divers décrits ci-avant étant déduits de l'E.R. FR 309, pour plus de simplicité seul le fonctionnement de ce dernier sera décrit en détail.

La description sera faite d'après le schéma synoptique de la figure 5.

3.1.2. *Emission*

La modulation BF provenant du microphone ou de la ligne de modulation est appliquée à l'entrée BF d'un modulateur en anneau, lequel reçoit sur son autre entrée, une tension de commutation à la fréquence de 250 kHz provenant d'un oscillateur à quartz. Pour le réglage ou la télégraphie A1 l'entrée BF du modulateur est aiguillée vers un oscillateur à 800 Hz manipulé.

L'onde à double bande sans porteuse disponible à la sortie du modulateur est appliquée à un filtre mécanique passe bande 250,3 à 253,3 kHz.

La bande latérale supérieure ainsi disponible à la sortie de ce filtre, est amplifiée avant d'être appliquée à un 2e modulateur en anneau. Dans le cas où il est nécessaire de conserver un certain niveau de porteuse pour la C.A.F. ou pour la compatibilité AM, l'amplificateur reçoit en parallèle une tension provenant de l'oscillateur à 250 kHz. La 2e entrée du 2e modulateur en anneau reçoit la tension de commutation provenant d'un 2e oscillateur à quartz. Normalement cette tension est à la fréquence de 1 050 kHz mais un 2e quartz peut être commuté sur l'oscillateur pour fournir les fréquences de dégagement. Ce dernier quartz a été choisi arbitrairement à la fréquence de 1 054 kHz mais il est évident que toute autre valeur déplacée de quelques kHz autour de 1 050 peut être utilisée si besoin est.

De plus la fréquence de l'oscillateur peut être déplacée de ± 200 Hz au moins de façon continue (commande de « Netteté ») pour le rétablissement exact des fréquences d'émission et de réception.

A la sortie du 2e modulateur, seuls les 2 battements (supérieur et inférieur) entre la bande latérale 250,3 à 253,3 kHz (+ porteuse à 250 si celle-ci est transmise) et la fréquence 1 050 (± Δ) kHz, sont disponibles avec un niveau normal. Le filtre placé à la sortie de ce modulateur ne conserve que le battement supérieur, autrement dit la bande 1 300,3 à 1 303,3 kHz ± Δ Hz (1 300 à 1 303,3 kHz si la porteuse est transmise).

Afin de simplifier le raisonnement il ne sera mentionné par la suite que la fréquence 1 300 kHz.

Après amplification la fréquence de 1 300 kHz est appliquée à un 3e modulateur en anneau. Ce modulateur reçoit sur son autre entrée la fréquence d'un oscillateur qui peut être commutée sur 3 quartz, ou qui peut encore être remplacé par un pilote extérieur. La fréquence des quartz ou du pilote extérieur, est égale à la fréquence de sortie de l'émetteur moins 1 300 kHz. A la sortie du 3e modulateur un amplificateur HF sélectif et linéaire ne conserve que la fréquence donnée par le battement supérieur, c'est-à-dire la fréquence de sortie de l'émetteur. La sortie de l'amplificateur sélectif attaque l'ampli final linéaire lui aussi, qui porte la puissance HF à 50 W ou 150 W suivant les cas.

Entre l'ampli final et l'antenne se trouve un circuit d'adaptation.

L'ampli sélectif et l'ampli final peuvent être commutés sur 3 jeux de circuits. Cette commutation est conjuguee avec celle des 3 quartz de l'oscillateur de dernière transposition mentionnée ci-avant.

3.1.3. *Réception* (FR 309, FO 321 ou FO 322)

Au point de vue transposition des fréquences la chaîne de réception est l'image renversée de la chaîne d'émission. Il est donc inutile de répéter en sens inverse ce qui a été dit à ce sujet à 3.1.2. Il suffira de savoir que le récepteur utilise des circuits HF identiques à ceux de l'ampli sélectif de l'émetteur, les mêmes filtres (1 300 kHz et 250 kHz) et que les oscillateurs à quartz sont communs. La commutation des circuits préréglés est aussi conjuguée avec celle de l'émetteur.

A la sortie du filtre 250 kHz un modulateur symétrique restitue la bande BF èmise.

Après amplification la BF est appliquée au HP de veille, à l'écouteur du combiné (cas de l'E.R. FR 309) ou sur une ligne 600 ohms, dans le cas du récepteur seul FO 321 - 322). Une prise pour casque est aussi disponible.

3.1.4. *Emetteur FR* 311

La chaîne de l'émetteur FR 311 ne diffère de celle de l'E.R. FR 309 que par l'entrée BF du 1er modulateur.

Dans le cas du FR 311 cette entrée reçoit la combinaison linéaire (superposition) de deux voies : une de modulation et une de manipulation.

La voie de modulation provient soit d'une ligne BF extérieure à 600 ohms, soit d'un microphone local. Un régulateur BF est interposé sur cette voie. Le taux de régulation est de 10. La bande de modulation est limitée à 300 - 2 700 Hz.

La voie de manipulation est obtenue à partir d'un oscillateur local centré sur 3 100 Hz et manipulé électroniquement par déplacement de fréquence. La manipulation peut s'effectuer soit en simple soit en double courant.

Un commutateur permet de transmettre :

— soit la voie téléphonie seule à pleine puissance,
— soit la voie télégraphie seule à pleine puissance,
— soit la voie téléphonie et la voie télégraphie superposée avec un rapport Phonie/Graphie de 10 dB environ.

3.1.5. *Récepteur FO* 318.

Le récepteur FO 318 ne diffère des récepteurs FR 309, FO 321 et FO 322 décrits à 3.1.3., que par les points suivants :

— L'oscillateur à quartz 1 050 kHz est remplacé par un auto-oscillateur asservi à des tensions de CAF par deux tubes à réactance.

— Un oscillateur à quartz à 256,6 kHz et un modulateur supplémentaires permettent la récupération de la fréquence porteuse à 6,6 kHz pour obtenir les tensions de CAF et de CAG (1).

— La sortie BF est aiguillée vers un système permettant la séparation des deux voies émises par l'émetteur FR 311.

Le système de séparation de voies est constitué de la façon suivante :

La voie BF est simplement récupérée après un filtre passe bas 2 700 Hz. La puissance est ensuite portée à 2 W pour un HP et à quelques mW pour une ligne BF 600 ohms.

La voie télégraphie est séparée par un filtre passe bande 3 000/3 300 Hz suivi d'un limiteur. Les courants télégraphiques sont restitués par un discriminateur de fréquence centré sur 3 100 Hz suivi d'un basculeur électronique qui attaque un relais de manipulation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Onde Electrique*, Avril 57 et Juin 57, *P.I.R.E.*, Décembre 56, etc.

[2] *I.R.E.*, Transaction Mars 57, « Some factors affecting intelligibility in SSB communication » Norman H. Young.

[3] *Onde Electrique* d'Avril 57, Avenir possible des transmissions à B.L.U.

(1) La description plus détaillée du système de CAF pourra être faite lors d'une prochaine description du récepteur B.L.U. radiodiffusion ou B.L.I.

LES MAGNÉTRONS INDUSTRIELS

PAR

Mlle CAGNAC

Compagnie Générale de T. S. F.

1. Introduction

Pendant de nombreuses années l'utilisation des magnétrons était limitée au radar, mais depuis que que temps ce tube a fait son apparition dans le domaine industriel ; les performances exigées dans l'une ou l'autre utilisation sont assez différentes : dans le premier cas, le magnétron fonctionne avec des impulsions brèves, dans le second, en régime continu ; de plus dans le cas du radar la désadaptation ne dépasse pas un TOS égal à 1,5, alors que dans les utilisations industrielles elle sera bien plus importante.

2. Utilisation

Le magnétron en tant que générateur d'énergie hyperfréquence est d'un emploi facile car il ne demande aucun réglage, de plus son remplacement ne présente aucune difficulté. Son rendement est élevé, 50 à 60 % environ, et l'alimentation est simple.

Les domaines d'utilisation du magnétron industriel sont ceux qui utilisent l'énergie UHF, par suite de ses propriétés.

Parmi les plus intéressantes citons :

1° Le transport par un câble ou un conducteur de petites dimensions;

2° La focalisation avec une petite antenne;

3° Le chauffage des diélectriques, à faible perte, l'angle de perte de ces derniers augmentant avec la fréquence.

Parmi les applications possibles du chauffage en hyperfréquence relevons :

— la diathermie UHF (la figure 1 montre un appareil de diathermie);

— le chauffage des produits à faibles pertes, tels que la fibre de verre imprégnée de résine de type phénolique, pour les polymériser;

— le réchauffage localisé de substances thermoplastiques en vue du soudage autogène;

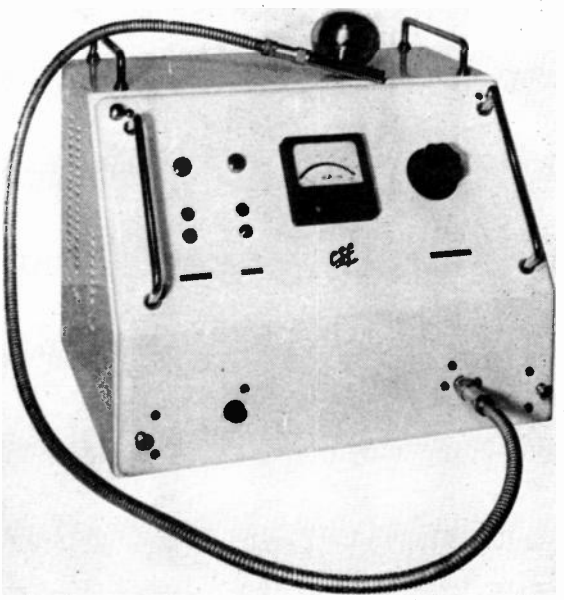


FIG. 1 — Appareil de diathermie équipé d'un magnétron MC 482.

— le déparasitage et la pasteurisation de produits alimentaires et pharmaceutiques;

— le réchauffage rapide dans la masse ainsi que la cuisson de denrées alimentaires.

Signalons une application assez particulière au stade laboratoire : l'illumination des plasmas.

3. Magnétrons

Les magnétrons MC482, MC499, MC516 ont été développés en vue de ces différentes applications. Ce sont des magnétrons à aimant incorporé ; leur fréquence est dans la bande 2 425 – 2 475 MHz. Ils se couplent à des lignes coaxiales.

3.1. Magnétron MC482

Le magnétron MC482 représenté sur la figure 2 délivre une puissance d'environ 100 W pour une tension anodique de 1 500 V et un courant de 125 mA ; il est refroidi par air forcé. Il se couple à une ligne coaxiale 50 Ω.

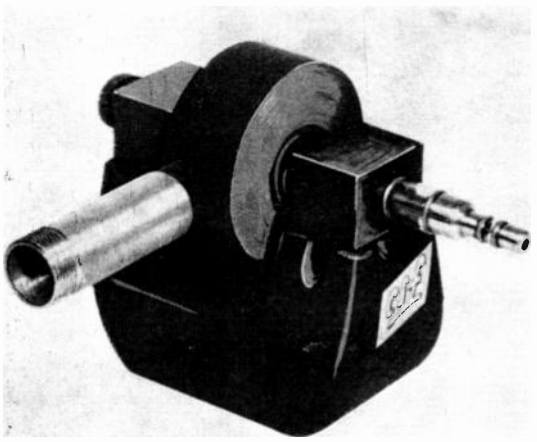


Fig. 2. — Magnétron MC 482.

Il est destiné particulièrement à des utilisations médicales ou de laboratoires.

3.2. Magnétron MC499

La figure 3 montre le magnétron MC499 qui fournit une puissance de 500 W pour une tension anodique de 1 800 V et un courant de 500 mA ; il est refroidi par air forcé.

3.3. Magnétron MC516

Le magnétron MC516 fournit une puissance de 1 kW pour une tension de 3 000 V et un courant de 700 mA. Il est destiné plus particulièrement à des utilisations industrielles.

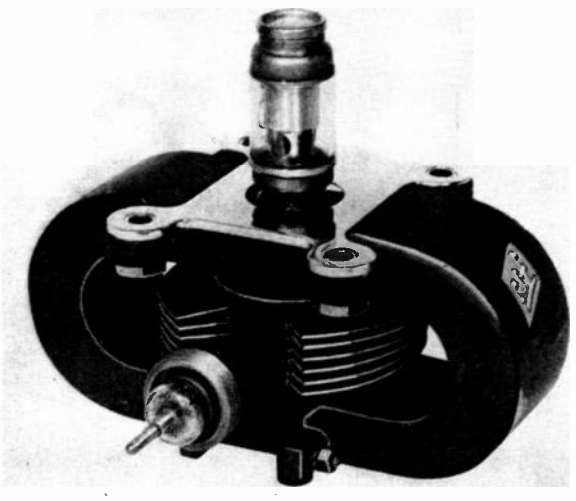


Fig. 3. — Magnétron MC 499.

4. Qualités exigées des magnétrons industriels

Les performances demandées aux magnétrons pour usages industriels sont assez différentes de celles exigées des magnétrons pour radar. Ainsi, si pour les radars il est nécessaire d'avoir une bande de fréquence étroite et une grande stabilité de fréquence, dans les magnétrons industriels, une large bande et une stabilité plus faible ne sont pas gênantes. Par contre pour ces derniers on exigera une durée de vie plus grande.

4.1. Fréquence

La plage de fréquence n'est limitée que par la nécessité de ne pas perturber les émissions voisines ; en conséquence l'utilisation de la bande complète est permise. La stabilité est de peu d'importance, aussi le coefficient de poussée (pushing) et l'entraînement de fréquence (pulling) ne sont-ils pas les principaux critères de qualité des magnétrons industriels.

4.2. Influence de la charge

Le fait de ne pas exiger une grande stabilité de fréquence permet de faire fonctionner le magnétron avec une mauvaise adaptation ; comme le laissent prévoir les différentes utilisations de ce type de tubes, la charge sera essentiellement variable tant au point de vue géométrique qu'au point de vue électrique ; le tube est construit de manière à être faiblement couplé. La figure 4 montre un diagramme de Rieke d'un magnétron MC482, ce diagramme a été relevé jusqu'à un TOS égal à 4 ; bien qu'il ne soit pas recommandé d'utiliser le tube avec de telles charges, ce diagramme montre un bon fonctionnement même avec une désadaptation importante.

La variation de charge agit sur les ondes stationnaires dans le guide et si un maximum de tension se trouve au niveau du ballon de la sortie HF du magnétron, l'échauffement dû aux pertes dans le verre risque de provoquer une fêlure et donc de mettre le tube hors service. La désadaptation

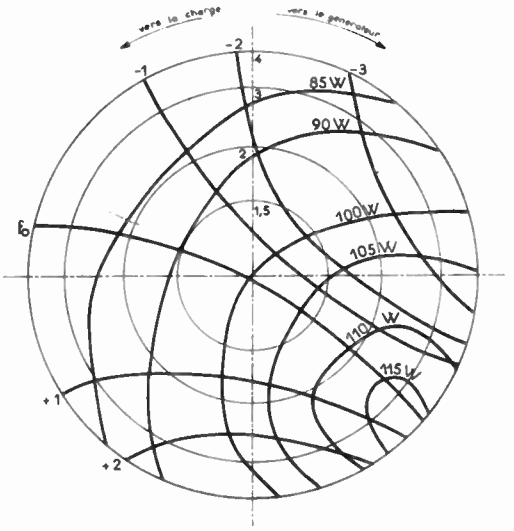


Fig. 4. — Diagramme de Rieke d'un magnétron MC 482 pour V = 1 600 V ; I = 110 mA ; f_0 = 2 450 MHz.

possible du tube a donc soulevé des problèmes technologiques plus que des problèmes de fonctionnement même du tube.

D'autre part avec la variation de charge varie également le bombardement en retour des électrons sur la cathode d'où la température de cette dernière. L'élévation de température peut être en partie compensée par la réduction de la tension de chauffage du magnétron en fonctionnement, mais il faut prévoir des cathodes supportant une grande plage de température.

4.3. Rendement

Le rendement est l'un des facteurs essentiels de la qualité des magnétrons industriels. Un rendement élevé permet en effet de diminuer :

— le prix de l'alimentation,

— le prix de la consommation,

— la puissance nécessaire au refroidissement du tube.

4.4. Durée de vie

La durée de vie doit être longue, plusieurs milliers d'heures ; il faut en effet envisager une utilisation de plus de 12 heures par jour, soit 4 à 5 000 heures par an.

4.5. Alimentation

Il faut prévoir sur l'alimentation le réglage de la puissance de sortie, par le réglage de la puissance d'entrée. La puissance de sortie étant proportionnelle au courant, un indicateur donne l'indication de la puissance. La figure 5 donne pour un magnétron MC499 les courbes de la puissance utile, de la tension anodique et du rendement en fonction du courant.

Il peut être utile d'avoir une stabilisation de la puissance en fonction des variations de la tension secteur ; surtout pour les magnétrons de grande puissance, une variation de 10 % de la tension secteur peut provoquer une variation de puissance de sortie de 50 % environ.

Pour simplifier l'alimentation notamment dans le cas des tubes de faible puissance, on peut envisager d'utiliser le tube en l'alimentant directement par une tension alternative, à 50 périodes par exemple ; mais pour obtenir la même puissance moyenne que lorsque la tension est redressée il faut des courants crêtes bien supérieurs aux courants normaux. La figure 6 montre un diagramme de performances d'un magnétron MC482 alimenté avec une tension alternative 50 périodes ; dans ces conditions on ne peut pas dépasser un courant moyen de 125 mA (soit un courant crête de 375mA). La figure 7 donne les caractéristiques du même tube alimenté avec une tension continue.

5. Conclusion

Les magnétrons MC482 (100 W), MC499 (500 W), MC516 (1 kW) sont d'un emploi simple, sans réglage particulier, et leur mise en place est facile grâce à leur aimant incorporé et leur sortie coaxiale. Ils ont été conçus non pour être mis dans un laboratoire entre des mains de techniciens, mais pour une utilisation en usine par du personnel non spécialisé.

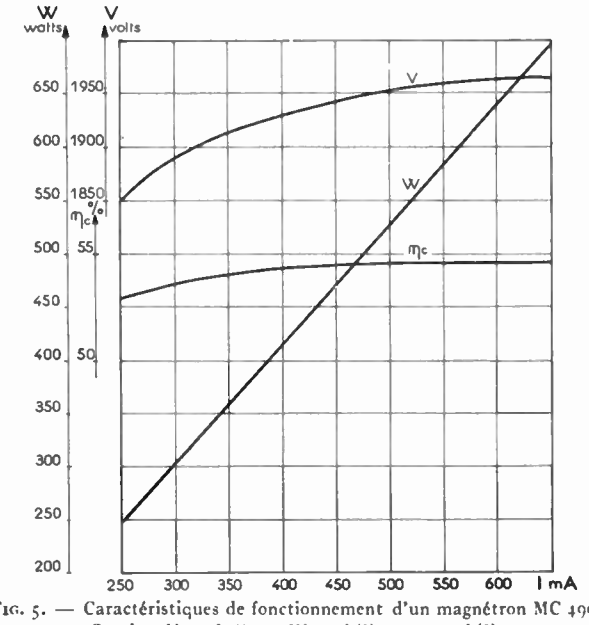


Fig. 5. — Caractéristiques de fonctionnement d'un magnétron MC 499. Courbes $V = f(I)$; $W = f(I)$; $\eta_i = f(I)$.

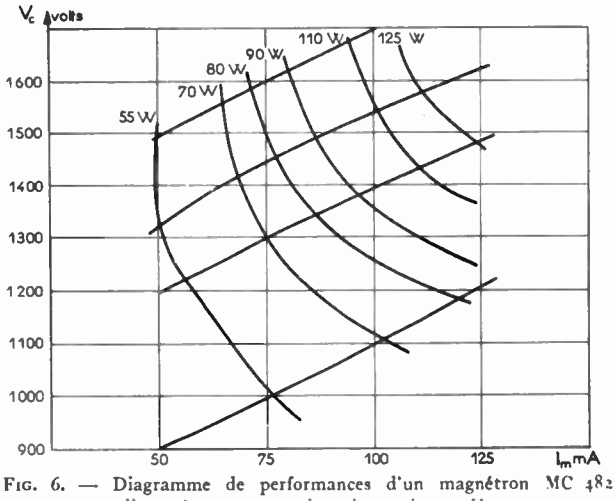


Fig. 6. — Diagramme de performances d'un magnétron MC 482 alimenté par une tension alternative 50 Hz.

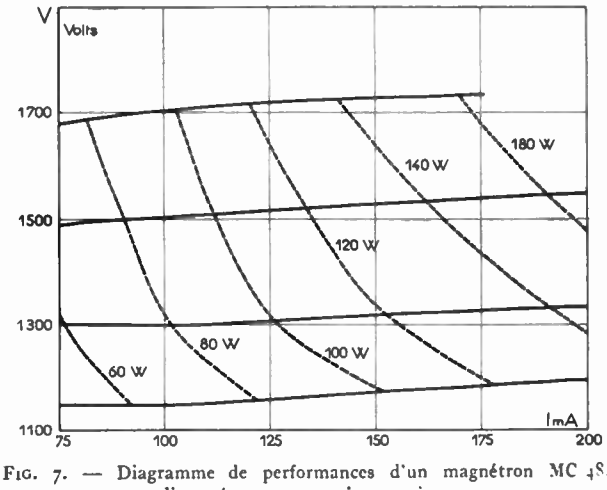


Fig. 7. — Diagramme de performances d'un magnétron MC 482 alimenté par une tension continue.

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE A TRANSISTORS

PAR

J. DEZOTEUX

Ingénieur des Télécommunications

au Centre National d'Etudes des Télécommunications

I. Introduction

L'évolution des transistors au cours des dernières années a été marquée par deux tendances : soit une augmentation de la fréquence de coupure, soit une augmentation de la puissance dissipée. Dans le premier cas, on parvenait à réaliser des transistors de fréquence de coupure élevée, mais de faible puissance de dissipation, utilisables dans les amplificateurs moyenne et haute fréquence et dans les oscillateurs ; dans le deuxième cas, la fréquence de coupure était sacrifiée au profit de la dissipation, mais donnait lieu à des applications importantes : amplificateur basse-fréquence de puissance et convertisseur de courant continu.

Il existe une classe importante d'amplificateurs, plus difficilement réalisables avec les transistors actuels : celle des amplificateurs passe-bas à large bande, ayant une puissance de sortie de quelques centaines de milliwatts. Ces amplificateurs trouvent leur emploi dans les systèmes de transmission à courant porteur, dans les amplificateurs video et dans les amplificateurs pour impulsions.

On va essayer de définir quelles sont les qualités électriques que doivent posséder les transistors pour la réalisation de tels amplificateurs et donner quelques résultats expérimentaux.

II. Etude des problèmes à résoudre

Les caractéristiques demandées pour un amplificateur passe-bas à large bande sont :

1) Le gain composite G_c, défini comme le rapport de la puissance recueillie sur l'impédance de sortie, à la puissance maximum fournie par le générateur d'entrée.

2) La largeur de bande, définie comme la fréquence pour laquelle le gain composite G_c est la moitié de sa valeur mesurée en basse-fréquence. On la désigne par B.

3) La puissance maximum de sortie $(P_d)_{max}$, ou l'amplitude maximum du signal de sortie (amplificateurs video pour téléviseurs).

4) Le taux de distorsion harmonique H_2 et H_3, mesuré à la puissance nominale.

5) Le bruit exprimé par le rapport signal/bruit.

III. Notations et schéma équivalent du transistor

Pour l'étude des amplificateurs à large bande, on a pris le schéma classique du transistor, donné à la figure 1. Pour ne pas alourdir la lecture des formules, on a utilisé les notations indiquées à la figure 2.

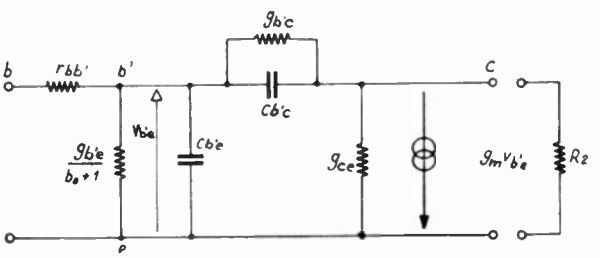


FIG. 1. — Schéma équivalent du transistor.

On désigne par :

a_o le gain en courant en base à la masse, en basse-fréquence.

b_o le gain en courant en émetteur à la masse, en basse-fréquence :

$$b_o = \frac{a_o}{1 - a_o}$$

f_a la fréquence de coupure en base à la masse

$$\left(f_a = \frac{\omega_a}{2\pi}\right)$$

De plus, on rappelle que :

$$r_e = \frac{1}{g_e} \sim \frac{26}{I_E},$$

I_E étant le courant continu de polarisation de l'émetteur (r_e en ohm et I_E en milliampère).

$$C_e = \frac{1}{2\pi\, r_e\, f_a} = \frac{g_e}{\omega_a},$$

C_e étant la somme de capacité de diffusion, et de la capacité de la barrière émetteur-base.

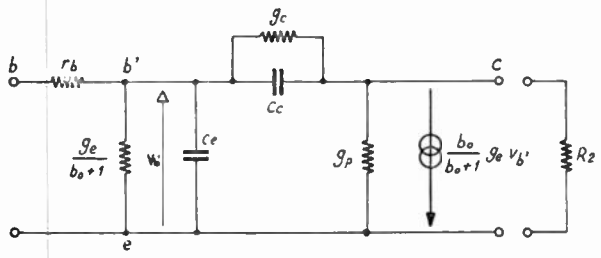


FIG. 2.

Dans le cas des amplificateurs à large bande, comprenant un certain nombre d'étages montés en émetteur-masse, la résistance de charge de chaque étage a toujours une faible valeur, si bien que la réaction apportée par g_c et C_c est souvent négligeable. On tiendra compte de l'effet de cette réaction en première approximation en plaçant une résistance et une capacité en parallèle sur C_e et $g_e/(b_o + 1)$. C'est une méthode couramment utilisée dans l'étude des tubes électroniques sous le nom d'effet Miller.

Le terme correctif dû à g_c peut être négligé. Celui dû à C_c est égal à (voir annexe I) :

$$C_m = g_e\, R_2\, C_c$$

Ainsi, on peut simplifier le schéma équivalent de la figure 2, par celui de la figure 3 ; la capacité C_c a été placée aux bornes de la résistance de charge et la capacité C_m a été mise en parallèle sur la capacité C_e avec :

$$C_e + C_m = \frac{g_e}{\omega_a} + g_e\, R_2\, C_c = \frac{g_e}{\omega_a}\,(1 + \omega_a\, C_c\, R_2)$$

De plus, on a négligé g_p devant la résistance de charge, et on a pris $b_o/(b_o + 1)$ égal à 1.

IV. Produit gain-largeur de bande d'un amplificateur passe-bas

La bande d'utilisation s'étendant des basses fréquences jusqu'à des fréquences de plusieurs mégahertz, il n'est généralement pas possible d'adapter les étages entre eux. D'autre part, les couplages par transformateur deviennent difficiles dès que la largeur de bande est importante ; ces considérations imposent donc l'utilisation du montage émetteur à la masse en cascade, sauf peut être pour l'étage d'entrée si l'on désire une impédance d'entrée élevée (on utilisera alors le montage collecteur à la masse).

En prenant des valeurs typiques pour les paramètres du schéma de la figure 3 (1), on constate que c'est principalement le réseau d'entrée qui va limiter la bande passante de l'étage. La capacité C_c aux bornes de R_2 présente une impédance élevée par rapport à R_2 et dans la plupart des applications, la fréquence de coupure $\dfrac{1}{2\pi\, R_2\, C_c}$ est très supérieure à celle du réseau d'entrée.

La résistance de source et les résistances de polarisation sont équivalentes à une résistance R_1 placée entre base et émetteur. La source est représentée par un injecteur de courant aux bornes de R_1 (figure 4). La fréquence de coupure B de l'étage sera définie comme la fréquence pour laquelle la tension v_b' a chuté de 3 dB par rapport à sa valeur en basse-fréquence.

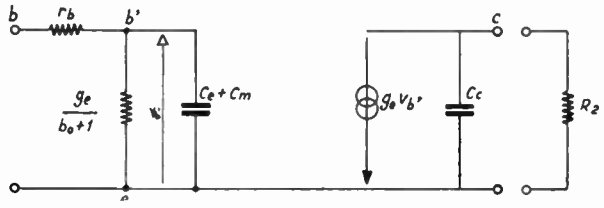


FIG. 3. — Schéma équivalent du transistor.

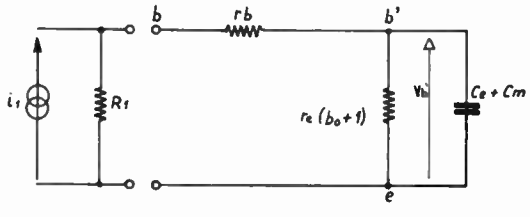


FIG. 4. — Réseau d'entrée du transistor.

On trouve aisément :

$$B = \frac{R_1 + r_b + r_e\,(b_o + 1)}{2\pi\,(R_1 + r_b)\, r_e\,(b_o + 1)\,(C_e + C_m)}$$

$$= \frac{f_a}{(b_o + 1)}\,\frac{R_1 + r_b + r_e\,(b_o + 1)}{(R_1 + r_b)\,(1 + \omega_a\, C_c\, R_2)}$$

(1) Pour un transistor alliage : $r_b = 100\Omega$, $f_a = 10$ MHz, $C_c = 15$ pF, $b_o = 100$.

Pour un transistor à champ interne («drift») : $r_b = 40\Omega$, $f_a = 30$ MHz, $C_c = 3$ pF, $b_o = 60$.

Cette fréquence de coupure B dépend essentiellement de la valeur R_1. En supposant R_2 faible de façon que $\omega_a C_c R_2$ soit négligeable devant 1, on a :

pour des valeurs élevées de R_1 : $B \sim \dfrac{f_a}{b_o + 1}$

pour de faibles valeurs de R_1 : $B \sim f_a \dfrac{r_e}{R_1 + r_b}$

On augmente ainsi la fréquence de coupure d'un étage en prenant une faible résistance de source. En contre partie, on diminue le gain. En effet, en désignant par A_i le gain en courant de l'étage (1) (rapport du courant i_2 dans la charge R_2 au courant injecté i_1), on a :

$$A_i = \frac{R_1 (b_o + 1)}{R_1 + r_b + r_e (b_o + 1)}$$

qui donne, pour des valeurs élevées de R_1 :

$$A_i \sim b_o + 1$$

et pour de faibles valeurs de R_1 : $A_i \sim \dfrac{R_1}{r_e}$

Le produit « gain en courant largeur de bande » est égal à :

$$A_i \times B = f_a \frac{R_1}{(R_1 + r_b)(1 + \omega_a C_c R_2)}$$

Ce produit reste sensiblement égal à f_a quel que soit R_1, du moins si $\omega_a C_c R_2$ est négligeable devant 1.

Dans le cas ou $R_1 = R_2 = R$, la valeur de R rendant maximum le produit A_iB est égale à :

$$R_o = \sqrt{\frac{r_b}{\omega_a C_c}} \quad (2)$$

Mais cette valeur peut conduire à un gain trop faible, si bien qu'il n'est souvent pas possible de l'utiliser. De toute façon, dans les étages d'un amplificateur en cascade, R_1 est différent de R_2, et on peut augmenter la valeur de R_1 et R_2 sans diminuer notablement le produit A_iB.

Lorsque la résistance R_1 est faible, c'est-à-dire lorsque l'on cherche à réaliser un amplificateur à large bande, le gain et la fréquence de coupure dépendent de r_e qui est un paramètre variable en fonction du courant de polarisation de l'émetteur. Aussi est-il souvent préférable d'ajouter dans l'émetteur une résistance R_e de faible valeur (ce qui revient à faire de la contre réaction série à l'entrée et série à la sortie). On montre que, dans ce cas, les résultats précédents subsistent en remplaçant R_e par $r_e\left(1 + \dfrac{R_e}{r_e}\right)$ et C_e par $\dfrac{C_e}{1 + \dfrac{R_e}{r_e}}$. Si $\dfrac{R_e}{r_e}$ est supérieur à 1, ce que l'on peut réaliser même avec de faibles valeurs de R_e en prenant un courant de polarisation I_e élevé, on remplacera simplement r_e par R_e et C_e par $C_e \dfrac{r_e}{R_e}$

Dans ces conditions, comme $R_e (b_o + 1)$ est généralement plus élevé que $R_1 + r_b$, on a :

$$\left.\begin{aligned} A_i &\sim \frac{R_1}{R_e} \\ B &\sim f_a \frac{R_e}{(R_1 + r_b)(1 + \omega_a C_c R_2)} \end{aligned}\right\}$$

et le produit A_iB conserve la même valeur.

Enfin, on peut noter que le produit A_iB est d'autant plus grand que la résistance de base de la capacité du collecteur C_c sont plus faibles et que la fréquence de coupure f_a est plus élevée.

V. Cas de plusieurs étages mis en cascade

En mettant plusieurs étages, suivant le schéma de la figure 5, on peut considérer que chaque étage est

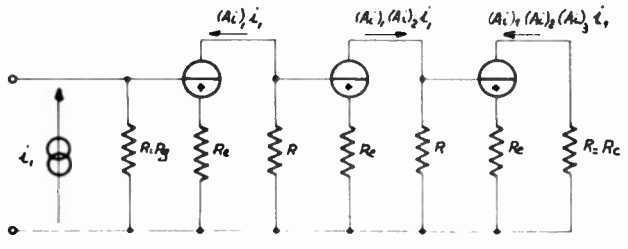


FIG. 5

attaqué par un injecteur de courant aux bornes de la résistance R.

En désignant par $(A_i)_1$, $(A_i)_2$, ... $(A_i)_n$ le gain en courant de chaque étage, le gain total en courant est :

$$(A_i)_T = (A_i)_1 (A_i)_2 \ldots (A_i)_n$$

Le gain composite total est relié au gain en courant $(A_i)_T$ par :

$$(G_c)_T = 4 \frac{R_c}{R_g} (A_i)_T^2$$

Dans l'hypothèse où tous les étages sont identiques ($R_c = R_g = R$), le gain en courant et la largeur de

(1) Le gain composite G_c est lié au gain en courant A_i par :

$$G_c = 4 \frac{R_2}{R_1} A_i^2$$

(2) Avec les valeurs précédemment indiquées, on trouve :
pour les transistors par alliage : $R_o = 330\Omega$
pour les transistors « drift » : $R_o = 270\Omega$

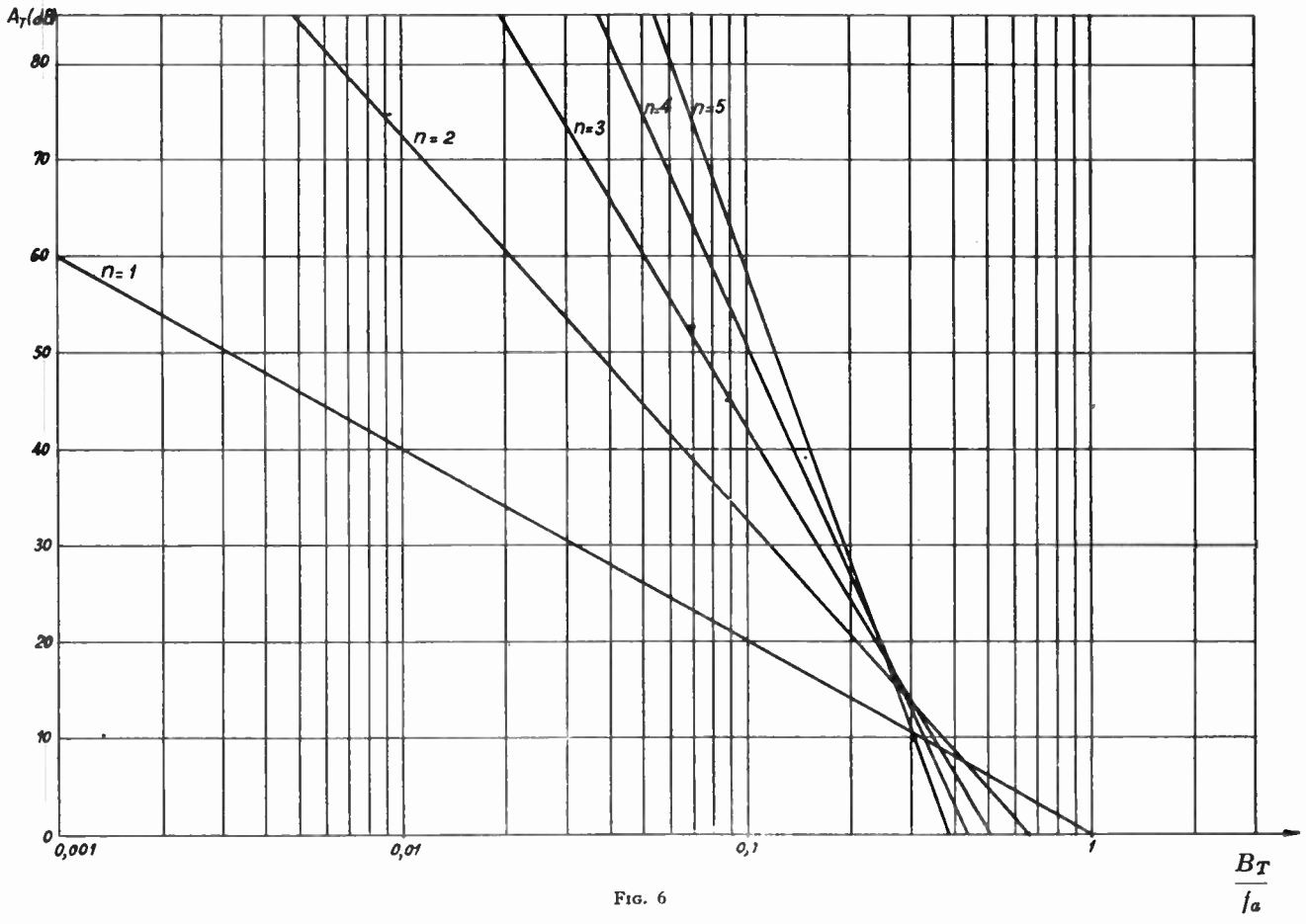


FIG. 6

bande de chaque étage sont égaux à :

$$A_i \sim \frac{R}{R_e}$$

$$B \sim f_a \frac{R_e}{(R + r_b)(1 + \omega_a C_c R)} \quad (1)$$

Pour les n étages on a :

$$B_T = B\sqrt{2^{1/n} - 1}$$

$$A_T = (A_i)^n$$

$$B \times A_i = f_a \quad \text{d'où :} \quad \frac{B_T}{f_a} = \frac{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}}{(A_T)^{1/n}}$$

La figure 6 donne la valeur de A_T (en dB) en fonction de $\frac{B_T}{f_a}$, pour n compris entre 1 et 5.

Ce graphique montre que pour réaliser un amplificateur de gain élevé, il faut que le rapport $\frac{B_T}{f_a}$ soit faible afin d'éviter l'utilisation d'un nombre trop grand d'étages.

(1) R_e augmentant l'impédance d'entrée, la résistance de charge de chaque étage est voisine de R.

Il existe divers procédés pour améliorer la largeur de bande d'un étage tout en conservant le même gain. Un premier procédé consiste à diminuer la contre réaction due à R_e aux fréquences élevées en plaçant aux bornes de R_e une capacité Γ_e (fig. 7). Une deuxième méthode utilise des inductances de compensation, ou plus généralement un réseau correcteur, de façon que la fonction de transfert

$$\frac{v_b'}{i_1}$$

ait une courbe amplitude-fréquence aussi plate que possible. Une compensation souvent utilisée consiste

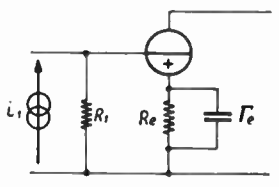


FIG. 7. — Correction de la bande passante par condensateur aux bornes de la résistance d'émetteur.

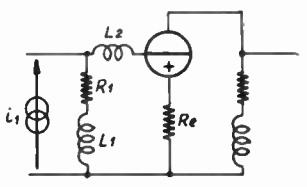


FIG. 8. — Correction de la bande passante par inductances.

en une inductance L_1 en série avec R_1 et une inductance L_2 en série dans la base (fig. 8). La bande passante peut être aussi améliorée par un facteur de 1,5 à 2,5.

VI. Puissance maximum de sortie

La puissance maximum du signal de sortie est directement proportionnelle à la puissance dissipée sur le collecteur du transistor. Cette puissance dissipée P_d dépend en première approximation de la résistance thermique R_{th} en °C/W du transistor et de sa plaque de refroidissement, de la température ambiante T_a et de la température T_j admise à la jonction du collecteur. On a :

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{th}}$$

Mais pour qu'il soit possible de faire dissiper la puissance maximum de dissipation obtenue pour $T_j = T_{j\,max}$ (la température de jonction maximum est d'environ 85 °C pour les transistors au germanium et 150 °C pour les transistors au silicium), il est nécessaire de prendre un certain nombre de précautions : travailler avec des tensions de polarisation collecteur-émetteur peu élevées pour éviter les phénomènes d'échauffement cumulatif, utiliser des montages stabilisés en température et choisir des transistors ayant des faibles courants de saturation I_{cbo}.

De toute façon, on doit chercher à rendre minimum la résistance thermique R_{th}. Cette résistance thermique peut être considérée comme la somme de trois résistances thermiques : la résistance thermique interne $(R_{th})_i$ du cristal, la résistance thermique $(R_{th})_e$ entre le cristal et l'enveloppe extérieure, et la résistance thermique $(Rth)_c$ de l'enveloppe et de sa plaque de refroidissement. En désignant par Pd la puissance dissipée sur la jonction du collecteur, T_j la température de la jonction, T_c la température du cristal, T_e la température de l'enveloppe et T_a la température ambiante, on peut établir l'équivalence électrique indiquée à la figure 9 ou Pd est un injecteur de courant, T_j, T_c, T_e, T_a des potentiels et $(R_{th})_i$ $(R_{th})_c$ et $(R_{th})_e$ des résistances.

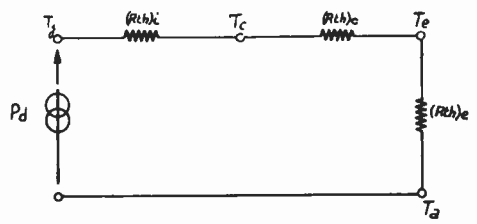


FIG. 9. — Dissipation thermique. Schéma électrique équivalent

La résistance thermique $(R_{th})_i$ dépend du cristal de germanium (ou de silicium). On la diminue en augmentant les dimensions du cristal, mais on est rapidement limité dans cette voie car les caractéristiques électriques recherchées imposent certains paramètres géométriques. On diminuera $(R_{th})_c$ d'une façon appréciable soit en soudant une des électrodes au boîtier, soit en remplissant l'enveloppe d'un gaz ou d'un liquide ayant une bonne conductibilité thermique. Enfin, on réduira $(R_{th})_e$ en utilisant des boîtiers de grande surface, auxquels seront fixées des plaques de refroidissement.

Un autre facteur à considérer est l'inertie que présente le transistor à des surcharges instantanées de dissipation. Ce facteur est lié aux capacités calorifiques des divers éléments ; en particulier, une augmentation de la masse du boîtier améliorera cette inertie thermique.

VII. Taux de distorsion harmonique

Dans un étage amplificateur à transistor, la non linéarité est due à deux raisons : la distorsion du signal d'entrée provenant de la diode base-émetteur, la distorsion du signal de sortie due aux variations du gain en courant b_o en fonction du point de polarisation, (principalement en fonction du courant de collecteur). La première est liée au principe même de fonctionnement du transistor et ne peut pas être améliorée par une modification de structure ou de technologie. On y remédiera :

— soit en désadaptant la source, c'est-à-dire, en augmentant son impédance interne. Ceci n'est guère possible dans les amplificateurs à large bande, puisque l'étage précédent doit travailler sur une faible charge et qu'une résistance mise en série sur l'électrode de base a un effet défavorable pour le comportement en fréquence et en puissance.

— soit en augmentant le courant de polarisation passant dans l'émetteur afin de rendre la résistance différentielle émetteur-base négligeable. C'est cette solution qui sera adoptée dans les amplificateurs à large bande, du moins pour les derniers étages.

La deuxième cause de distorsion, due aux variations du gain en courant b_0, principalement en fonction du courant collecteur peut être améliorée par une modification de structure consistant à doper fortement l'émetteur (alliage indium-gallium, émetteur métallisé à l'aluminium).

On réduira la distorsion au moyen de contre-réaction appliquée localement ou sur l'ensemble de l'amplificateur. Mais il faut signaler la difficulté de faire des contre-réactions globales de taux élevé sur un amplificateur à large bande en raison du déphasage apporté par les étages successifs.

VIII. Bruit

On supposera que le transistor de l'étage d'entrée travaille à des fréquences suffisamment élevées pour que le bruit en $\frac{1}{f}$ soit négligeable (valeur pouvant se situer au-dessus de quelques kilohertz) et que le facteur de bruit est uniquement dû au bruit thermique de la résistance de base et au bruit de grenaille des jonctions.

De nombreux travaux et résultats expérimentaux ont permis de déterminer la variation du facteur de bruit en fonction de la fréquence (fig. 10).

Dans le cas des trois montages possibles (E.M.-C.M.-B.M.) on trouve que le facteur de bruit reste

constant et égal à 3 à 5 dB, puis augmente au-dessus de la fréquence :

$$f_k = \sqrt{1 - a_0}\, f_a$$

à raison de 6 dB par octave. Ceci conduit à imposer pour l'étage d'entrée, un gain en courant suffisamment élevé pour que la fréquence de coupure de

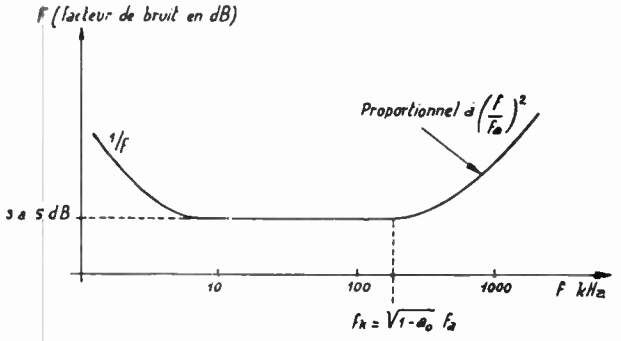


FIG. 10. — Facteur de bruit en fonction de la fréquence.

l'étage reste inférieure à cette fréquence f_k.

De plus, le facteur de bruit sera minimum lorsque la résistance de source est comprise entre 400 et 800 ohms et que le courant et la tension de polarisation ont des valeurs peu élevées (500 μA et quelques volts).

IX. Résultats expérimentaux

Le graphique I donne les variations du gain en puissance en fonction de la fréquence d'un amplificateur à deux étages sans correction (courbe 1) et dans le cas d'une correction obtenue par une inductance en série avec la charge (courbe 2) — (transistors du type CFTH 2N 135).

Le graphique II donne la même caractéristique pour un amplificateur à deux étages doubles. Le réseau de correction comprend une self en série avec la charge de chaque transistor et une contre-réaction appliquée sur chaque étage double, entre l'émetteur du 2e transistor et la base du 1er. (transistors du type CFTH 2N 137).

X. Conclusion

La réalisation d'un amplificateur à large bande à transistors est partiellement résolue actuellement. Des améliorations sensibles en ce qui concerne la largeur de bande pourront être obtenues soit avec des transistors à champ interne (drift transistor), soit avec des transistors fabriqués par diffusion dont les fréquences de coupure seront de plusieurs centaines de mégahertz et les capacités de collecteur de quelques picofarads. L'amélioration de la puissance disponible à la sortie sera réalisée en étudiant avec soin les conditions de dissipation thermique, ou en utilisant des transistors au silicium qui, à géométrie identique et dans les mêmes conditions de température, permettront de fournir des puissances 2 à 4 fois plus élevées que les transistors au germanium.

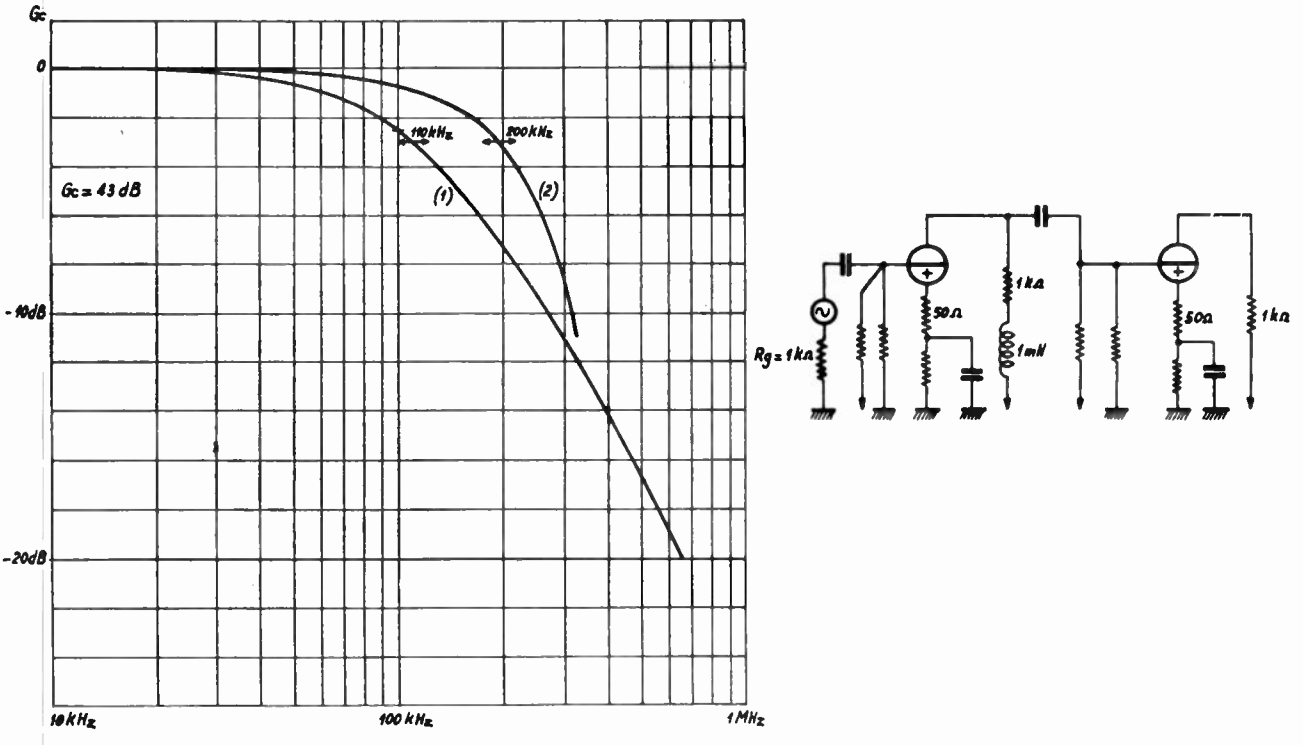


FIG. 11

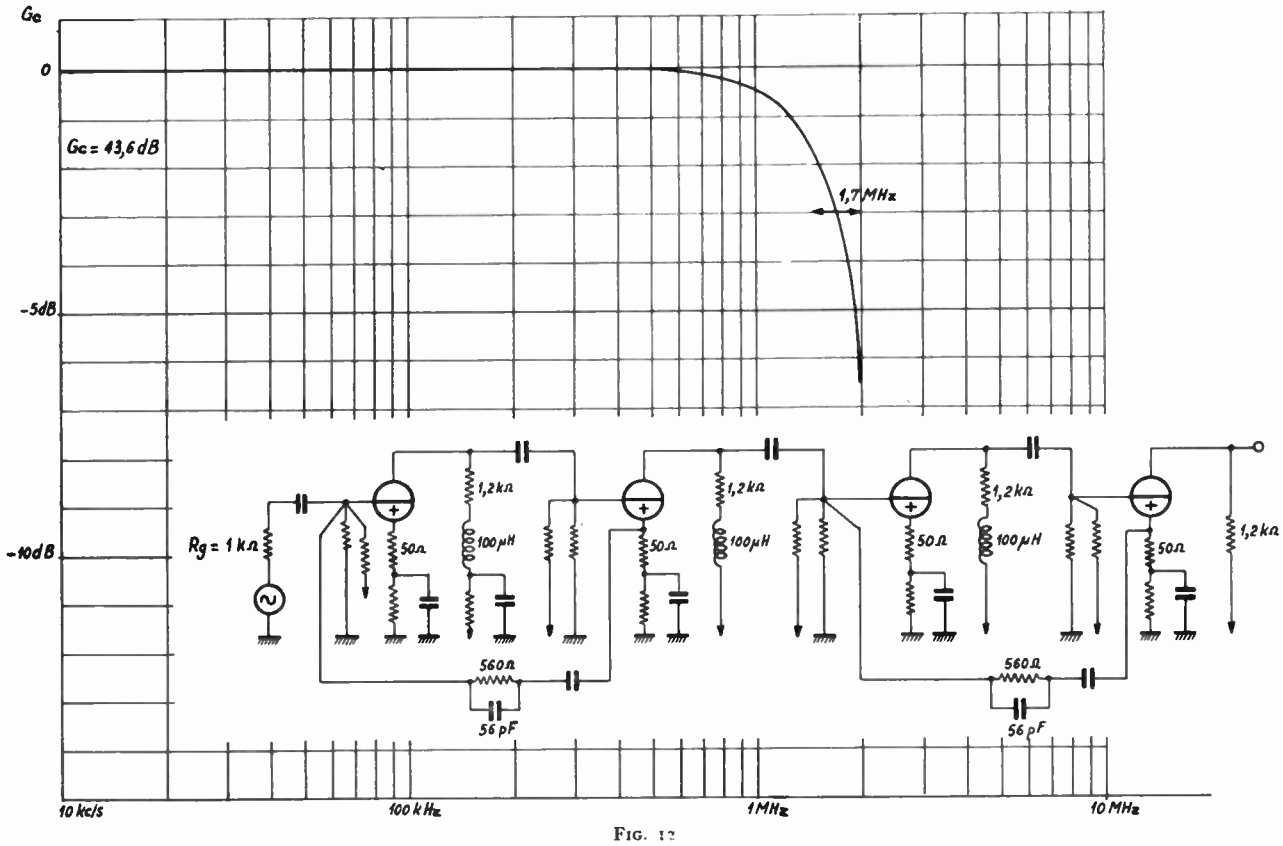


FIG. 32

Annexe I

On exprimera, pour la simplification des symboles, tous les potentiels par rapport à *e*.

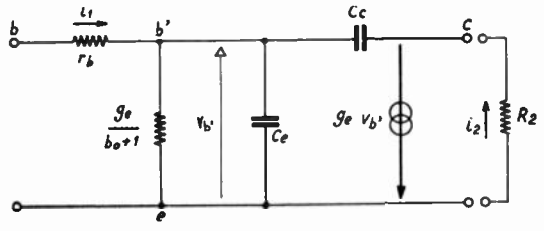


FIG. 33

On a :

$$i_1 = v_b' \left(C_e p + \frac{g_e}{b_o + 1} \right) + (v_b' - v_c)\, C_c p \qquad (1)$$

$$\frac{v_c}{R_2} + (v_c - v_b')\, C_c p + g_e\, v_b' = 0 \qquad (2)$$

De (2), on tire :

$$v_c = v_b' \frac{C_c p - g_e}{\frac{1}{R_2} + C_c p}$$

D'où, en portant cette expression dans (1) :

$$i_1 = v_b' \left(C_e p + \frac{g_e}{b_o + 1} \right) + v_b' \, C_c p \, \frac{\frac{1}{R_2} + g_e}{\frac{1}{R_2} + C_c p} \qquad (3)$$

En faisant l'hypothèse suivante :

$$|C_c p| \ll \frac{1}{R_2} \ll g_e \qquad (4)$$

L'équation (3) devient :

$$i_1 = v_b' \left[C_e p + \frac{g_e}{b_o + 1} + R_2\, C_c\, g_e\, p \right] \qquad (5)$$

D'autre part :

$$v_c = - R_2\, i_2$$

Ce qui donne, en portant dans l'équation (2) :

$$i_2 = (g_e - C_c p)\, v_b' + C_c\, p\, v_c$$

Comme $g_e \gg |C_c\, p|$

$$i_2 = g_e\, v_b' + C_c\, p\, v_c \qquad (6)$$

Les équations (5) et (6) montrent que le schéma équivalent de la figure 2 peut se ramener au schéma équivalent de la figure 3, si l'hypothèse suivante est satisfaite :

$$|C_c\, p| \leqslant \frac{1}{R_2} \ll g_e$$

AMPLIFICATION ET MESURE DES FAIBLES TENSIONS CONTINUES AVEC DES DISPOSITIFS A SEMI-CONDUCTEURS

PAR

S. GUENNOU

Société La Radiotechnique

La tendance actuelle à la transistorisation des équipements électroniques d'une part, et la nécessité de mesurer des tensions de plus en plus faibles d'autre part, conduisent à l'étude de circuits à semi-conducteurs permettant d'amplifier ces tensions que ce soit pour les mesurer ou pour les employer à la commande d'organes de servo-mécanisme (amplificateur d'erreur par exemple).

Quelle que soit la méthode employée, les deux critères seront toujours : la dérive et la variation du gain (en fonction du temps et de la température).

Causes de la dérive

Il est évident que seule la dérive du premier étage d'un amplificateur est à considérer, car l'influence de celle du second est divisée par le gain du premier.

Le courant résiduel de collecteur

On nomme ainsi le courant inverse de la jonction base-collecteur, dont la variation en fonction de la température est régie par la loi :

$$I_{cBo}(T) = I_{cBo}(T_0)\, e^{\gamma\left(\frac{1}{T_0}-\frac{1}{T}\right)} = I_{cBo}(T_0)\, e^{\gamma\left(\frac{T-T_0}{T_0^2}\right)}$$

où : $\gamma = \dfrac{\varepsilon}{K}$ dépend de la nature du cristal.

Soit pour le germanium :

$$\varepsilon = 0{,}72 \text{ eV}$$
$$k = 0{,}863\ 10^{-4} \text{ eV /°K}$$
$$\gamma = 8\,350 \text{ °K}$$

Ceci explique que le courant résiduel double pour une élévation de la température de la jonction T telle que :

$$\log \frac{I_{cBo}(T)}{I_{cBo}(T_0)} = 0{,}43\, \frac{\gamma\, \Delta T}{T_0^2}$$

soit : $\Delta T = 7{,}5°$.

Il est en fait vérifié expérimentalement que le courant I_{cBo} d'un transistor double tous les 8 à 10 °C.

L'ordre de grandeur de ce courant est de :

0,4 à 12 µA pour les transistors au germanium,

$< 0{,}09$ µA pour les transistors au silicium.

Variation de la tension base-émetteur

A courant de polarisation de base constant, on observe que la tension base-émetteur diminue de

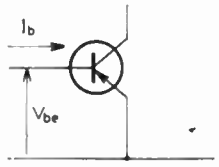


Fig. 1

2,5 à 2,8 mV par degré pour une jonction au germanium ou au silicium.

Variation du gain

Elle est due essentiellement à la variation du gain en courant de chaque étage, lequel varie de 0,6 à 1,5 % par degré dans une réalisation en émetteur

(1) Communication présentée, en séance de section, à la Société des Radioélectriciens le 8 décembre 1958.

commun. Toutefois, cette modification n'entraîne pour le gain global qu'une variation relativement faible qui peut d'ailleurs être réduite par l'application d'une réaction négative.

Par contre, remarquons qu'une contre-réaction ne modifie pas la dérive due à I_{cBo} ou V_{be}, car elle conserve toujours le même rapport $\frac{\text{signal.}}{\text{dérive}}$

La classification des amplificateurs continus conduit à deux groupes :

1. Les amplificateurs à liaison directe.
2. Les modulateurs.

1. Les amplificateurs à liaison directe

1.1. Dérive d'un étage

La dérive du courant collecteur due aux variations de température sur un étage d'entrée schématisé par la figure 2, peut s'écrire :

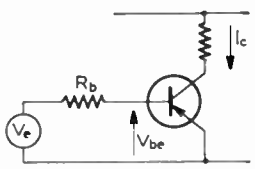


Fig. 2

$$\Delta I_c = \beta \Delta I_b = \beta \left[\Delta I_{cBo} + \Delta \frac{V_{be}}{R_b} + I_b \frac{\Delta \beta}{\beta} \right]$$

Bien que de croissance exponentielle le courant résiduel I_{cBo} n'est pas toujours la cause essentielle de la dérive.

Ainsi pour le transistor OC71, le courant nominal I_{cBo} est 4,5 µA à 25 °C ; s'il équipe un étage conçu de manière à ce que sa jonction ne dépasse pas 50 °C, le courant I_{cBo} n'atteint pas 30 µA, Par contre $\Delta V_{be} = 2{,}5\ (50 - 25) = 65$ mV.

Si l'influence de V_{be} ne doit pas être supérieure à celle de I_{cBo}, il sera nécessaire que la résistance R_b insérée dans le circuit de base soit supérieure à :

$$R = \frac{65}{30} = 2{,}17\ \text{k}\Omega$$

Il est évident qu'avec un tel circuit, la dérive sera de l'ordre de 5 mV/$_c$° sur l'entrée. Différents artifices permettent de compenser cette dérive.

1.2. Correction par C. T. N.

Une C. T. N. introduite dans les circuits de polarisation du transistor, annule la dérive en deux points de l'échelle de température.

1.3. Correction par diode

Utilisation du courant inverse d'une diode montée suivant la figure 3 pour compenser le courant I_{cBo}.

En négligeant l'impédance d'entrée du transistor :

$$E \# R(I_b + I_d)$$

soit :

$$I_b = \frac{E}{R} - I_d$$

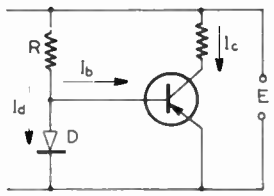


Fig. 3

comme :

$$I_c = I_{cBo}\ (\beta + 1) + \beta\ I_b$$

$$I_c = I_{cBo}\ (\beta + 1) + \beta \frac{E}{R} - \beta I_d$$

Si la diode D a le même courant de saturation que la jonction collecteur-base et si le gain en courant est nettement supérieur à 1, la correction s'effectue sur toute l'échelle de température.

Un transistor dont on utiliserait seulement la jonction base-collecteur constituerait une diode idéale. Mais à ce prix, il semble plus judicieux de réaliser un étage d'entrée base à la masse.

1.4. Amplificateur avec entrée base a la masse (suivant fig. 4)

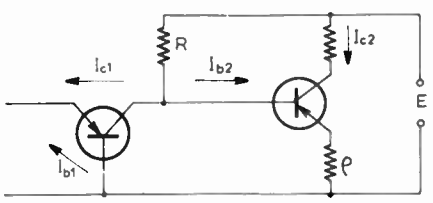


Fig. 4

$$I_{c1} = \alpha I_{b1} + I_{cBo1}$$

et

$$I_{c2} = I_{cBo2}\ (\beta + 1) + \beta\ I_{b2}$$

donc

$$I_{b2} \# \frac{I_{c2}}{\beta} - I_{cBo2}$$

En négligeant toujours l'impédance d'entrée du second transistor, il vient :

$$E = \rho\ I_{c2} + R(I_{c1} + I_{b2})$$

$$= \rho\ I_{c2} + R(\alpha I_{b1} + I_{cBo1} + \frac{I_{c2}}{\beta} - I_{cBo2})$$

et

$$I_{c2} = \frac{E}{\rho} - \frac{R}{\rho}(\alpha I_{b1} + I_{cBo1} + \frac{I_{c2}}{\beta} - I_{cBo2})$$

de sorte que les deux courants de saturation se

détruisent. Pour corriger simultanément les variations de I_{cBo} et V_{bc}, il est préférable d'employer le circuit suivant.

1.5. Amplificateur symétrique (fig. 5)

Une forte résistance R_e de couplage dans les émetteurs améliore la symétrie des deux éléments, la

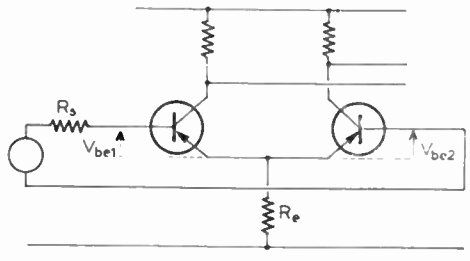


Fig. 5

tension développée sur cette résistance étant le tiers ou la moitié de la tension d'alimentation. Ce système est particulièrement intéressant pour amplifier un signal en provenance d'une source de faible impédance.

Pour le circuit de base, nous pouvons écrire :

$$e = R_s i_b + V_{be1} - V_{be2}$$

Une variation de température introduit une dérive :

$$e = R_s(\Delta I_{cBo1} - \Delta I_{cBo2}) + \Delta V_{be1} - \Delta V_{be2}$$

Ainsi pour deux transistors convenablement assortis, Δe reste faible et de l'ordre de 100 μV /°C.

1.6. Amplificateur avec controle de température

Un procédé quelque peu onéreux permet de stabiliser l'amplificateur en disposant les transistors dans des cavités usinées dans un bloc de cuivre ou d'aluminium dont la température est asservie par un amplificateur de contrôle dont la tension de commande est générée à partir du courant I_{cBo} d'un transistor sonde logé dans l'une des cavités. Le schéma bloc diagramme est le suivant :

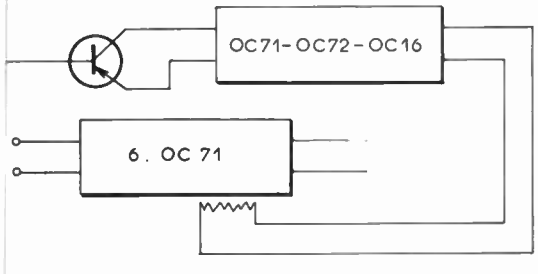


Fig. 6

— La dérive d'un tel ensemble est de 5 μV /°c, car une variation de 15° de l'ambiante n'entraîne qu'une variation inférieure à 1° sur le bloc métallique.

— La stabilisation de température du bloc s'effectue à 40 °C, c'est-à-dire au-dessus de l'ambiante, car il est plus simple de chauffer que de refroidir.

— L'amplificateur de contrôle consomme 3,6 W, alors que la puissance utile de sortie de l'amplificateur continu est de 5 mW.

— Sous cet aspect, le rendement d'une telle installation peut être qualifié de médiocre.

— Ceci semble actuellement être la limite des possibilités de l'amplification à liaison directe.

— Si les tensions à mesurer sont de quelques dizaines de μV, il est alors indispensable de faire appel aux modulateurs.

2. Les modulateurs

— On appelle ainsi les dispositifs qui transforment une tension continue en un signal périodique dont l'amplitude est proportionnelle à la tension continue.

— Ils permettent l'emploi d'amplificateurs alternatifs, si bien que la polarisation des différents étages n'est plus soumise à la dérive du premier.

— Ils peuvent être classés en deux catégories :

1. les onduleurs délivrant une onde sinusoïdale,

2. les choppers ou découpeurs donnant une onde rectangulaire.

Dans la première catégorie, citons :

2.1. Un ondulateur de la Compagnie Française Thomson-Houston

C'est un oscillateur à deux transistors dont la très faible tension collecteur du premier est « modulée », par la tension continue à amplifier.

Le montage oscille sur une fréquence de 1 000 Hz déterminée par le circuit LC (primaire du transformateur T_1).

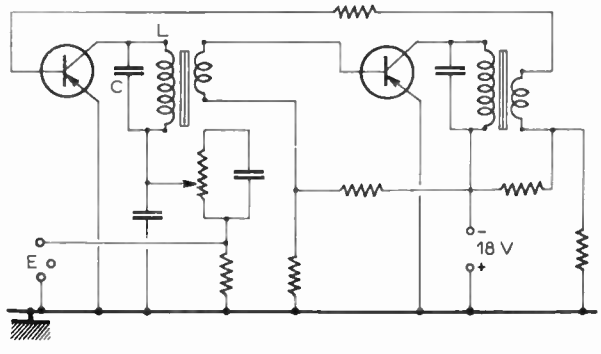


Fig. 7

La réaction positive est obtenue par la résistance ramenée sur la base du premier transistor.

L'oscillation ne prend naissance qu'à partir de 5 mV, et il est nécessaire de porter le collecteur

à une tension voisine légèrement inférieure en réglant le potentiomètre de sorte qu'une tension d'entrée de l'ordre de 40 μV suffise pour déclencher l'oscillation.

Pour réduire l'effet de la température sur le montage, il est possible d'introduire une thermistance dans le circuit du potentiomètre de réglage de seuil.

Le gain en tension est de l'ordre de 400 avec une impédance d'entrée de 1 000 ohms, et une impédance de sortie de 100 000 ohms, ce qui donne un gain en puissance de 32 dB.

Dans la seconde catégorie, citons :

2.2. Les modulateurs en anneau et les découpeurs a diodes

Les quatre diodes du découpeur de la figure 8 conduisent simultanément pendant une alternance

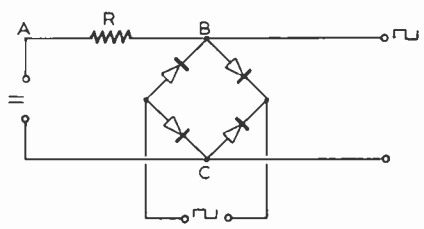


Fig. 8

du signal de commande et constituent pendant ce temps une résistance différentielle très faible. Le pont diviseur ABC présente ainsi entre les deux points B et C une impédance égale à celle d'une seule diode, ce qui est négligeable auprès de la résistance R, et le signal n'est donc pas transmis. Au contraire, pour l'alternance suivante, les diodes sont bloquées et le signal est transmis, le pont diviseur présentant maintenant entre A et B une impédance élevée.

Mais pour fonctionner correctement ce montage exige des diodes sélectionnées présentant des caractéristiques semblables en direct comme en inverse, afin que l'équilibre du pont soit maintenu en permanence. Pour l'emploi des diodes au silicium par exemple, il est nécessaire de shunter ces diodes par des résistances plus faibles que la valeur de résistance inverse pour améliorer l'équilibrage.

Ce montage permet l'amplification de signaux à partir du millivolt avec une impédance d'entrée de l'ordre de 10 000 ohms.

2.3. Découpeur a transistor

Nous insisterons maintenant sur un circuit essentiellement à transistors.

L'emploi d'un transistor en commutateur a déjà été proposé dans un schéma de la sorte. Le principe en est le suivant : si la base d'un transistor P. N. P. est rendue fortement *positive*, l'espace collecteur-émetteur présente une impédance élevée et le point A est au potentiel E_c.

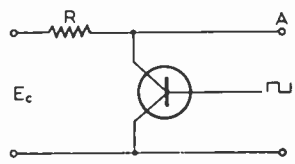


Fig. 9

Si la base est maintenant négative (plusieurs centaines de mV) l'espace collecteur-émetteur est conducteur, il présente une impédance négligeable auprès de R et le potentiel du point A est pratiquement nul. Donc si la base reçoit une onde carrée le potentiel du point A varie de E à O à la même fréquence.

Pour être plus précis, il est commode de représenter le réseau I_c, V_{ce}, avec V_{eb} comme paramètre.

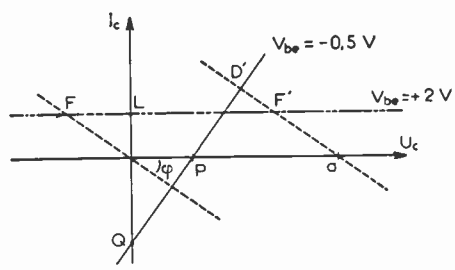


Fig. 10

La droite $V_{eb} = 0,5$ volt n'est autre que la droite de déchet que l'on trouve toujours dans les caractéristiques V_{ce}, I_c des transistors, la droite $V_{eb} = 2$ volts est très voisine de celle représentant le courant de saturation I_{cEo}.

Si $E_c = 0$, la droite de charge R passe par l'origine et l'on voit que si le potentiel de base passe de 2 volts à – 0,5 volt, le point de fonctionnement passe de D en F, la tension parasite qui se développe sur cette résistance R en absence de signal à l'entrée, est donc :

$$FD \cos \varphi$$

Si $E_c = a$, la droite de charge se déplace pour passer par le point de coordonnées (0, a) et la valeur crête-crête du signal aux bornes de R est maintenant :

$$F'D' \cos \varphi$$

Le signal utile correspondant à l'application de la tension continue est :

$$(F'D' - FD) \cos \varphi$$

En examinant toujours le réseau I_c, V_{ce}, on voit que le signal utile sera d'autant plus grand que la droite correspondant à $V_{eb} = -0,5$ volt sera verticale. D'autre part, l'amplitude de la tension parasite sera d'autant plus réduite que les segments OP et OL seront réduits. L'expérience montre en

outre que la droite $V_{eb} = 2$ V est pratiquement horizontale.

2.4. Choix d'un transistor chopper

Afin de connaître le transistor le plus apte à l'emploi en chopper, les caractéristiques de quelques échantillons ont été relevées.

Les transistors symétriques NPN OC139 présentent la plus grande pente pour la droite $V_{eb} = -0{,}5$ V. Par contre les « grandeurs parasites » OP et OL sont considérables comparées à celles obtenues avec l'OC45 branché en inverse.

En définitif, pour amplifier de très faibles tensions, il est préférable de réduire au maximum ces tensions parasites et les transistors OC45 en inverse sont par conséquent préférés pour le fonctionnement en chopper.

2.5. Chopper compensé

Les valeurs mesurées de OP montrent que dans le cas le plus favorable un transistor seul donnera un signal parasite d'environ 600 µV et ne permettra donc pas d'effectuer des mesures de cet ordre. D'autre part, la valeur de OL représentant le courant inverse dans le transistor est fonction exponentielle de la température. Pour annuler la tension parasite et rendre ainsi le montage insensible à la température, deux transistors sont employés en attaque symétrique suivant le schéma de la figure 11 (brevet demandé)

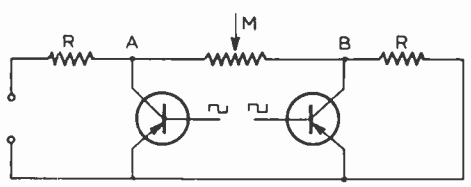


Fig. 11

étudié au laboratoire d'Applications de S.A. La Radiotechnique.

Chaque transistor est chargé par une résistance identique R dont la valeur est très grande par rapport à l'impédance de la source à mesurer. Il est évident qu'au milieu d'une résistance de valeur élevée disposée entre A et B, le potentiel reste constant par rapport à la masse lorsque les bases des transistors sont attaquées par des signaux carrés en opposition de phase.

Si une tension est appliquée à l'entrée, une onde carrée d'amplitude proportionnelle à la tension continue apparaît en M. Ce point peut être relié à l'entrée d'un amplificateur à liaison RC à tube ou à transistor. Dans ce dernier cas, la résistance (potentiomètre) à disposer entre A et B est déterminée de façon à obtenir le courant maximum à l'entrée de l'amplificateur. Le curseur est ajusté de sorte qu'il n'y ait aucun signal en absence de tension à l'entrée. Le signal obtenu a l'allure suivant la figure 12.

L'écart entre les paliers horizontaux est proportionnel à cette tension d'entrée tant qu'elle reste inférieure à 5 mV. Remarquer qu'en absence de

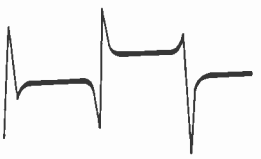


Fig. 12

signal à l'entrée, il apparaît néanmoins à chaque commutation des impulsions parasites telles, que si après amplification le signal est détecté, on ne peut obtenir une tension nulle quelle que soit d'ailleurs la position du curseur. Pour pallier cet inconvénient il est nécessaire d'employer une détection synchrone.

2.5.1. *Détecteur synchrone*

Celui-ci peut également être réalisé avec un transistor branché conformément au schéma de la figure 13.

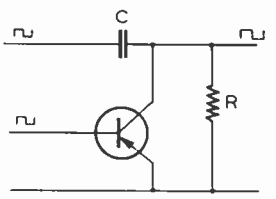


Fig. 13

Nous avons vu que suivant la polarité du signal appliqué sur la base le transistor se comporte comme un interrupteur ouvert ou fermé. La capacité C se décharge donc dès que la base est rendue négative et se recharge quand elle revient positive. Une tension apparaît alors aux bornes de R avec la polarité de l'alternance sortant de l'amplificateur à cet instant. Une cellule d'intégration peut suivre afin de supprimer toutes traces de porteuse. Mais R peut simplement être le cadre d'un milliampèremètre.

Suivant la phase de l'onde alimentant la base du transistor il est donc possible d'obtenir une tension détectée de polarité désirée. Ce mode de détection permet de rendre les impulsions de commutation sans effet, en décalant le curseur du chopper autour de la position médiane. Il est ainsi possible d'obtenir une tension détectée nulle pour une tension nulle à l'entrée.

2.5.2. *Schéma d'ensemble*

Il est donné par les figures 14 et 15.

Un multivibrateur réalisé par 2.OC71 délivre des signaux carrés à 1 650 Hz en opposition de phase pour alimenter les bases des transistors chopper et le détecteur. L'amplificateur associé doit présenter

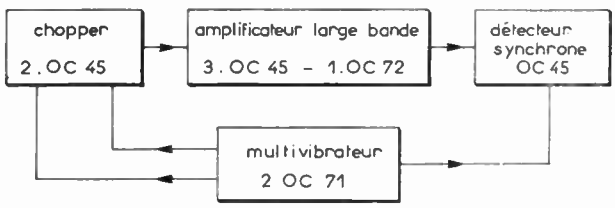


FIG. 14

proportionnelle à la tension d'entrée. L'écart entre la droite et les points mesurés ne dépassant pas 10 μV. La dérive est inférieure à 20 μV et la sensibilité ne varie pas de 20 % lorsque la température passe de 20 à 45 °C. La réponse en fréquence d'un tel ensemble dépend en premier lieu de la fréquence de découpage choisie laquelle peut aisément atteindre 10 000 Hz.

Les avantages de ce « chopper » sont de : prélever

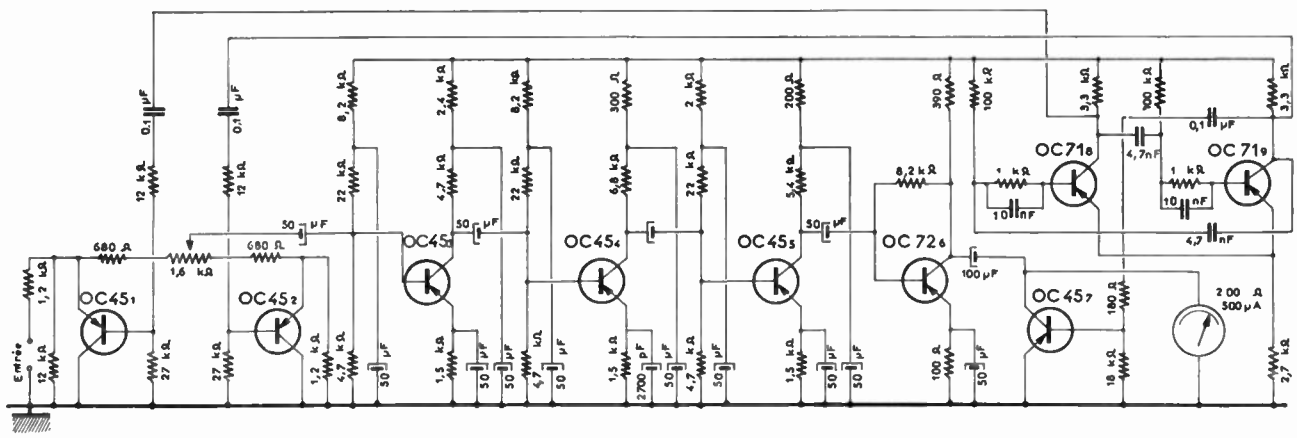


FIG. 15

une largeur de bande suffisante pour passer correctement les signaux carrés à 1 600 Hz de fondamental. Les mesures effectuées sur ce montage, destiné à amplifier des tensions continues comprises entre ± 200 μV, donnent les résultats suivants.

2.5.3. *Performances du chopper compensé*

Le gain global en puissance est supérieur à 50 dB. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 1 000 ohms, celle de sortie 200 ohms. La tension de sortie est la tension continue, appliquer le signal de commutation et prélever le signal commuté (par rapport à la masse).

Conclusion

Les circuits à semi-conducteurs permettent, sous réserve de certaines précautions, de réaliser des amplificateurs à courant continu suffisamment stables pour de nombreuses applications et d'envisager le remplacement des vibreurs mécaniques, fragiles et onéreux.

TRAVERSÉES HERMÉTIQUES ISOLANTES EN VERRE FRITTÉ

PAR

A. LIGUET

Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques

On sait qu'un grand nombre d'appareillages électriques utilisés dans les télécommunications doivent être isolés de l'ambiance extérieure. Parmi eux nous pouvons citer les condensateurs imprégnés, les condensateurs électrolytiques, certains types de transformateurs, les relais sous vide ou atmosphère conditionnée, les transistors, les quartz piézoélectriques,...

Cet isolement peut être obtenu dans certains cas en imprégnant l'organe à protéger au moyen d'une matière plastique. Il peut également être obtenu en disposant l'organe à protéger dans un boîtier étanche, cette protection ayant un caractère plus général que l'enrobage qui n'est applicable qu'à certaines pièces particulières.

Ce boîtier étant habituellement métallique, il est nécessaire de prévoir des pièces spéciales permettant aux connexions de traverser les parois du boîtier, sans contact électrique avec ce dernier, et maintenant l'étanchéité. Ces pièces sont appelées traversées étanches. Un grand nombre de solutions ont été retenues, l'isolant étant soit une matière plastique, un caoutchouc, une céramique, du verre,... L'assemblage entre ces isolants et les pièces métalliques est obtenu par pressage, collage ou soudure.

Le présent article est consacré à l'examen des propriétés et aux principales applications d'une catégorie de traversées étanches ou hermétiques dans laquelle l'isolant est du verre fritté soudé aux pièces métalliques contiguës par diffusion d'oxydes (technique classique de soudure verre-métal).

I — Généralités

I-1 — Les traversées

La terminologie actuelle désigne volontiers par *traversées hermétiques* l'ensemble des productions qualifiées pour l'équipement du matériel conditionné sous huile, sous atmosphère spéciale ou sous vide.

Il faut voir dans ces termes le reflet de la préoccupation dominante des utilisateurs : l'absence totale et durable de toute communication entre l'atmosphère externe et le milieu conditionné et ce, quelles que soient les contraintes thermiques, électriques ou autres que le matériel est susceptible de subir. Cette préoccupation est étroitement liée au bon fonctionnement des appareils et à leur durée.

Divers types de traversées et parmi ces types divers modèles prétendant tous à une stricte herméticité sont proposés sur le marché.

Une caractéristique commune les lie : ce sont des *traversées hermétiques plates* dont la partie isolante est *opaque* et dont les parties saillantes sont constituées par les éléments métalliques porteurs du courant, communément appelés broches ou passages. La rigidité diélectrique est liée à l'écartement de ces broches ou passages et à la qualité de la surface du verre-fritté.

Il est utile pour la commodité de l'exposé de subdiviser ces traversées en deux groupes :

Le premier, le plus ancien, sans doute aussi le plus affirmé, comprend les traversées verre-métal dont les coefficients dilatométriques sont accordés ou semi-accordés.

Le second, comprend les traversées verre-métal dans lesquelles le verre est maintenu en compression ou frettage, dans une large étendue de température.

Les premières sont facilement reconnaissables à leur collerette mince (0,2 à 0,5 mm) ; les secondes à leur collerette massive.

Les variantes de forme sont très nombreuses, la note dominante reste cependant aux *traversées circulaires* couvrant un encombrement de 3 à 50 mm environ.

I-2 — Le verre fritté

Le verre fritté est un matériau de structure discontinue obtenu à partir de petits granules élémentaires agglomérés sous pression et liés par frittage à une température convenable.

A ce stade intermédiaire de la fabrication d'une traversée, on obtient une préforme ou « pavé » dont la géométrie est définie en vue de son utilisation d'où la précision des pièces à traversées rigides.

La reproduction photographique I montre les préformes rentrant dans la fabrication des embases de transistors.

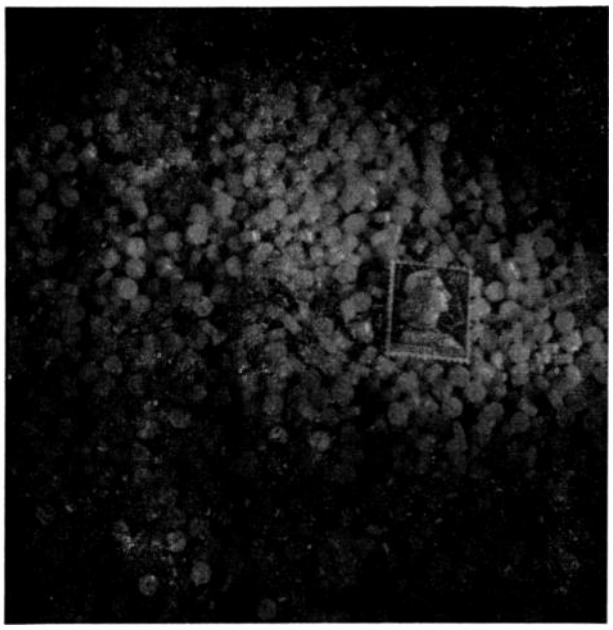


Fig. 1

Cette préforme ou pavé est liée à une collerette et aux broches ou fils par une fusion limitée dans une atmosphère contrôlée.

I-3 — Avantages des traversées hermétiques en verre fritté

Essentiellement une *grande résistance aux chocs thermiques* très certainement en relation avec la structure discontinue de la matière. L'élasticité du matériau limite la progression des fêlures dans la masse de verre.

Cette résistance aux chocs thermiques s'affirme tant en ce qui concerne la conservation de la structure de l'isolant que la tenacité des liaisons. A titre d'exemple, une production d'embases pour transistors réalisée dans la technique verre-fritté kovar, ou dilver, accuse un pourcentage de déchets d'étanchéité inférieur à 1 pour 10 000 sur une série atteignant 1 000 000 de pièces.

Accessoirement une très bonne précision géométrique des ensembles peut être atteinte.

L'utilisation des traversées étanches fixe au verre un cadre géométrique, des limites de débordement ou de mouillage pour retenir les expressions usuelles.

Il est en effet très important de conserver aux collerettes minces l'élasticité donnée par les courbures et d'obtenir dans l'emploi de collerettes massives frettantes une bonne distribution des contraintes de compression. Dans tous les cas il importe que le « gaînage » des traversées reste très limité afin d'éviter les fêlures qu'entraîneraient les efforts de flexion lors de l'utilisation.

II — **Les techniques**

Les métaux les plus couramment retenus pour ces fabrications sont les ferro-nickel-cobalt (kovars et dilvers), les aciers et les cuivres, ces derniers d'emploi beaucoup plus limité.

Les ferro-nickel-cobalt sont essentiellement retenus dans les liaisons verre-métal accordées, les aciers dans les liaisons verre-métal où l'isolant est maintenu en compression.

L'emploi du cuivre, très récent, répond au souci d'obtenir des fermetures « à froid » par pression.

Accessoirement les verres frittés sont colorés par des inclusions d'oxydes métalliques visant à des repérages ou pouvant constituer des améliorations de leurs caractéristiques techniques.

Il est, a priori, difficile pour l'utilisateur d'orienter son choix. Il semble cependant que ce choix puisse être essentiellement fixé en fonction de l'utilisation.

La traversée sera fixée par soudure à l'étain : en principe toutes les traversées s'y prêtent.

La traversée sera fixée par soudure électrique : les traversées munies d'une collerette mince *sont les mieux adaptées.*

La traversée sera fixée à pression élevée et à froid : le cuivre s'impose presque exclusivement.

Il faut toutefois retenir que les verres, frittés ou non, sont d'autant plus sensibles que leur coefficient de dilatation est plus élevé (verres tendres) et que les liaisons accordées ou frettées entraînent, à partir du métal constituant la collerette, le choix d'un verre.

Ainsi, à notre connaissance, l'équipement de traversées hermétiques avec des collerettes de cuivre a toujours exigé l'utilisation d'un verre tendre, relativement fragile même sous sa forme frittée, et sensible aux corrosions externes.

Nous arrivons par là à un critère d'utilisation susceptible de se combiner avec le précédent : la résistance à la corrosion.

La corrosion peut affecter le verre et la collerette et il est souvent très difficile de protéger cette dernière. Le choix d'un ferro-nickel-cobalt présente un grand nombre d'avantages techniques et l'emploi de ce métal s'imposerait généralement si son prix ne restait particulièrement élevé.

III — Les performances

La performance dominante est l'*herméticité*. Il est utile qu'elle soit définie et correctement repérée.

Parmi les dispositifs de mesure les plus valables, citons le détecteur à l'hélium. Sa sensibilité est connue et se situe couramment à

$$2 \times 10^{-8} \text{ cm}^3/\text{s}/\text{atmosphère}.$$

à ce niveau de qualité il apparaît que tous les utilisateurs peuvent être satisfaits.

Toutefois il importe que ce niveau de qualité ne puisse être détruit par les contraintes mécaniques et thermiques susceptibles d'être subies par la pièce au cours de « sa vie » sur le boîtier d'utilisation.

Il est difficile de fixer pour chaque objet les limites d'élasticité et l'amplitude des contraintes.

La figure 2 représente entre autres pièces (préformes, sorties de boîtier de quartz, sorties multibroches) quatre « embases » de transistors.

FIG. 2

A titre d'exemple nous indiquons ci-après les performances que peuvent subir les « embases » pour transistors du type trifilaire.

1° Tous les essais mécaniques sur les fils de traversée sont effectués dans les conditions imposées par la norme CCTU 01-01.

— traction de 1 kg dans l'axe

— flexions : combinée avec une force de 0,5 kg

— torsions : 3 rotations de 360° dans un sens suivies de trois rotations dans l'autre sens.

Pour les faibles diamètres (0,4 ou 0,5 mm) tractions et flexions n'affectent que la résistance mécanique des traversées ; la torsion par contre, risque d'atteindre la liaison verre-métal. L'expérience montre que les épreuves de la norme peuvent être largement dépassées et que les contraintes de torsions entraînant la dissociation verre-métal peuvent être multipliées par un coefficient voisin de trois.

2° Ce travail mécanique étant effectué, les pièces sont soumises à 3 cycles thermiques par immersion directe dans des liquides à des températures de − 70 °C et + 300 °C.

Dans ces conditions, l'étanchéité, au niveau précisé ci-dessus n'est pas altérée.

Bien entendu les pièces de plus gros volume et éventuellement de formes plus complexes peuvent ne pas atteindre ces performances, elles resteront néanmoins à un niveau de haute qualité.

IV — Les perspectives de la technique verre fritté

L'évolution de la notion d'herméticité correspondant au degré de qualité exigible dans les plus récentes techniques (transistors-diodes) accroît sans cesse les besoins du marché en *traversées hermétiques*.

La tendance aux miniaturisations condamne d'autres matériaux encore actuellement utilisés sur le matériel de gros volume.

Le verre fritté dans l'une ou l'autre de ses utilisations prend donc un relief tout particulier. Il permet de résoudre des problèmes techniques difficiles. On imagine aisément qu'il puisse être retenu pour ses qualités spécifiques et la précision géométrique des préformes dans des utilisations très nouvelles. (Il a déjà été réalisé des boîtiers étanches de très petites dimensions en verre fritté).

Se plaçant en outre, favorablement, par son prix de revient, le développement de son utilisation apparaît certain.

LA TÉLÉVISION SOUS-MARINE

PAR

J. BEAUGRAND
Ingénieur au Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston

A. GRUGET
Ingénieur à la Société Spirotechnique

et

M. SIVIRINE
Ingénieur à l'Office Français de Recherches Sous-Marines (O.F.R.S.)

I. ÉQUIPEMENT DE PRISES DE VUES DE TÉLÉVISION SOUS-MARINE TYPE THV 110

L'utilisation de la télévision industrielle ne se limite pas à l'observation des phénomènes qui ont lieu à la surface de la terre. Les matériels de télévision apportent une aide considérable à l'observation des phénomènes qui se déroulent sous l'eau : observation scientifique, conduite de travaux sous-marins, etc. Cette application de la télévision industrielle a donné lieu à la réalisation de l'équipement THV 110, destiné aux prises de vues subaquatiques jusqu'à 100 mètres de profondeur.

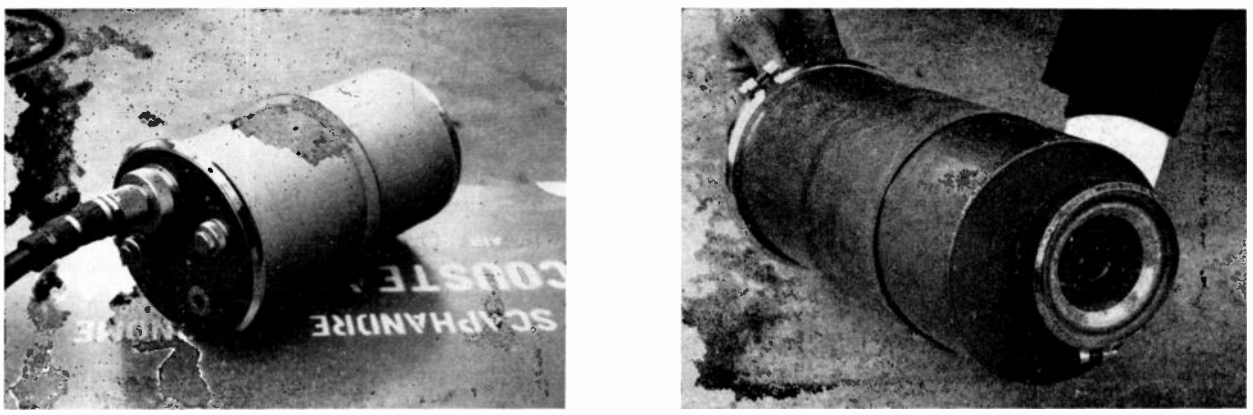
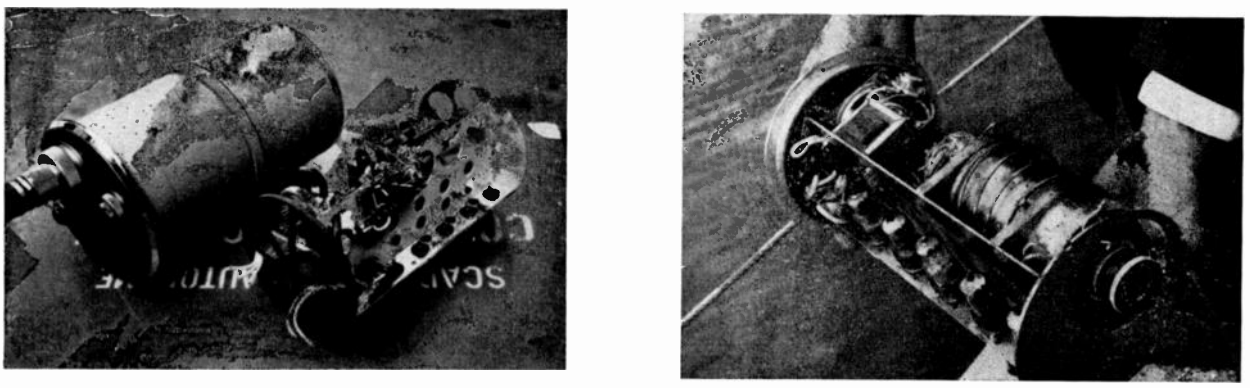


FIG. 1. — Caméra C.F.T.H. (THV 110 A). Sur la flasque arrière : les deux prises d'alimentation des projecteurs, un voyant lumineux pour l'appel du plongeur ainsi que la prise de raccordement du câble unique, étanche et multiconducteur de la caméra (diam. : 25 mm).



Caméra de télévision sous-marine contenant un châssis solidaire de la flasque arrière du boîtier cylindrique en alliage léger d'aluminium, étanche jusqu'à 10 kg/cm² de pression.

La réalisation d'un tel matériel soulève bien d'autres problèmes que les problèmes électroniques communs à tous les équipements de prises de vues de télévision, étant donné son mode d'exploitation et le milieu dans lequel le matériel est appelé à évoluer.

Nous n'insisterons pas ici sur la description du matériel électronique proprement dit, qui ne diffère que par des points de détails du matériel C.F.T.H. déjà décrit dans d'autres publications (1).

Les problèmes particuliers à ce matériel, dont nous allons exposer ici les solutions, sont les suivants :

— le matériel doit être absolument étanche, présenter une bonne résistance mécanique à la pression de l'eau et résister à la corrosion particulièrement importante dans le cas des plongées en mer ;

— le matériel doit donner entière satisfaction au plongeur chargé de l'utiliser, il doit donc satisfaire aux problèmes d'équilibre de l'ensemble immergé, avoir une très bonne maniabilité et satisfaire aux problèmes d'éclairage et de visibilité particulièrement délicats dans les plongées en eau trouble.

Nous allons donc exposer ici les solutions qui ont été apportées à ces problèmes par la Compagnie Française Thomson-Houston avec la collaboration de la Société Spirotechnique.

1. Problèmes mécaniques

1.1. Equilibre du matériel

Le caisson de caméra a été étudié pour pouvoir être manœuvré par un homme équipé d'un scaphandre autonome et pouvant évoluer jusqu'à une profondeur de 80 à 100 mètres, on a donc réalisé un caisson étanche susceptible de résister à une pression de 10 kg par cm². On a donné au caisson une forme cylindrique, afin qu'il résiste bien à la pression. Il est fait en duralinox forgé, ce métal présentant des qualités de légèreté et de bonne résistance à la corrosion. Ce caisson étanche, équipé de la partie électronique, pèse 10 kg dans l'air, il a un diamètre de 20 cm et une hauteur de 35 cm.

L'équipement devant être manœuvré sous l'eau par un plongeur, il est nécessaire de l'équilibrer, de manière à réduire au maximum les efforts à développer pour sa manipulation. Il doit se trouver en équilibre indifférent dans l'eau lorsqu'il n'est sollicité par aucune force de la part du plongeur : l'engin isolé a donc une assiette et une flottabilité telles qu'il puisse prendre et garder toute orientation que veut lui donner le plongeur, sans efforts de la part de celui-ci.

Le cône d'eau claire, qui sera décrit plus loin, est réalisé en complexe fibre de verre-polyester constituant un ensemble de bonne résistance mécanique pour un poids réduit. Son poids dans l'air est d'environ 10 kg. L'ensemble caméra et cône d'eau claire, une fois assemblé, est convenablement lesté de manière à obtenir une bonne assiette après immersion.

(1) Cf. en particulier « l'Onde Electrique », décembre 1954.

1.2. Etanchéité

Le problème de l'étanchéité a été résolu de façon simple et sûre.

Le but cherché était de réaliser un matériel étanche pouvant se monter ou se démonter à la main sans l'aide du moindre outil.

Les experts en matériel sous-marin savent les difficultés rencontrées pour obtenir l'étanchéité en comprimant un joint à l'aide de boulons. Les joints s'écrasent et fluent à la longue.

Il était donc nécessaire d'avoir un système d'étanchéité indépendant du serrage et, par suite, de la force et de l'appréciation d'un opérateur. On a eu conséquence réalisé un dispositif à « auto-serrage », les joints se trouvant d'autant plus comprimés sur leur portée que la pression extérieure augmente.

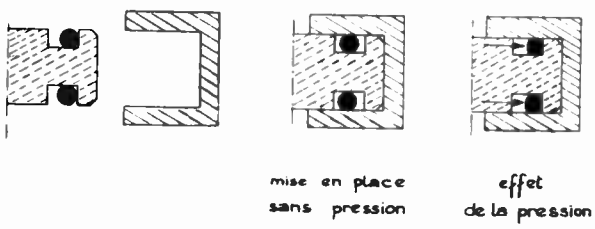


Fig. 2. — Vue schématique d'un joint torique du boîtier étanche.

Le boîtier étanche utilise des joints toriques qu'il suffit de mettre en place pour qu'ils jouent leur rôle. Le couvercle du boîtier est maintenu par un simple collier.

2. Problèmes d'optique

Nous allons maintenant exposer les difficultés posées par la visibilité en eau trouble et les problèmes d'éclairage.

Les scaphandriers, qui travaillent en rivière ou dans les ports, savent qu'en général ils ne doivent compter que sur leurs mains pour connaître les objets sur lesquels ils ont à travailler : ils sont dans le noir absolu. Dans la Seine, à Paris, la turbidité est telle durant une grande partie de l'année, que l'on ne peut voir le faisceau de lumière d'une lampe électrique lorsque la distance de la source lumineuse à la glace du masque atteint 15 cm.

Les nombreuses particules en suspension dans l'eau diminuent la visibilité à la manière d'un épais brouillard dans l'air. Non seulement tous les rayons réfléchis par l'objet n'arrivent pas à l'œil, mais les rayons lumineux n'atteignent pas l'objet : chaque particule les réfléchit dans toutes les directions, et la lumière devient diffuse. Un objectif de caméra de télévision sous-marine derrière son hublot, ne pourrait donc donner d'image que s'il était appliqué sur l'objet considéré, ce qui implique un champ de vision pratiquement nul.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir excuser l'état des reproductions photographiques publiées dans l'article de MM. Beaugrand, Gruget, Sivirine.

Ces clichés ayant été abimés, une nouvelle reproduction des documents C.F.T.H. sera donnée dans le prochain numéro de l'*Onde Électrique*, rubrique « Informations Techniques. »

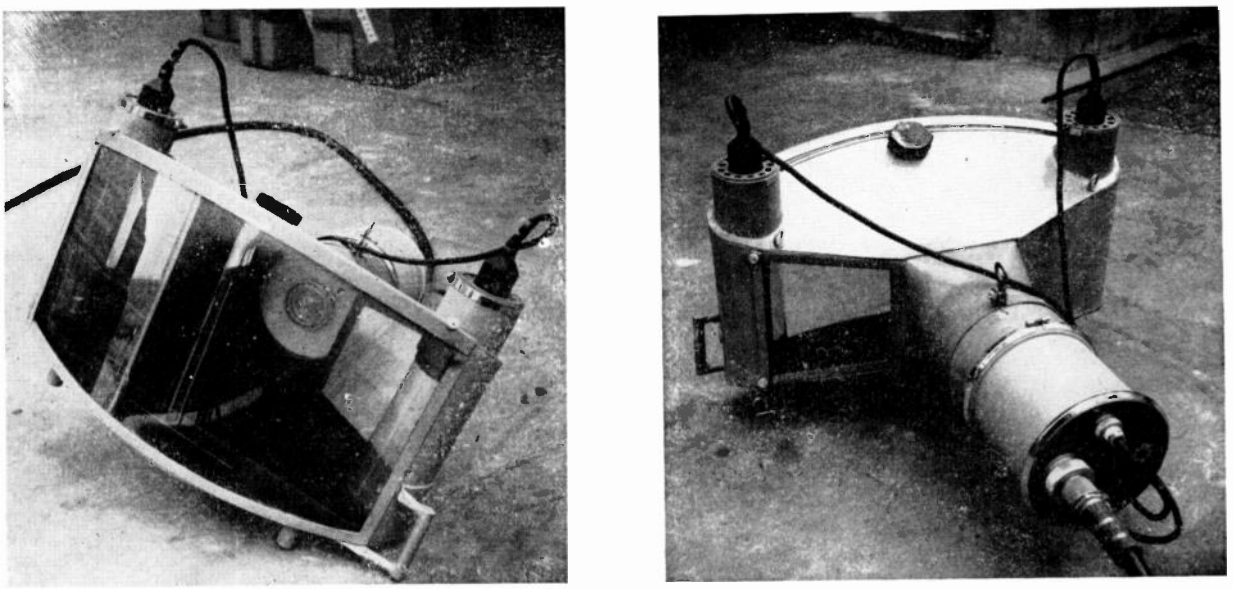


FIG. 3. — Vue du cône d'eau claire réalisé par la Société Spirotechnique et destiné aux prises de vues en eau turbide.

On sait, par ailleurs, que l'eau absorbe l'énergie lumineuse. Sans entrer dans le détail de l'absorption des différentes raies du spectre, il convient d'indiquer qu'à moins de conditions particulièrement favorables (plongées en eaux claires au milieu de la journée), il est presque toujours nécessaire d'utiliser un éclairage artificiel.

2.1. Cone d'eau claire

Le commandant Cousteau a effectué une étude approfondie des conditions d'éclairage en eau trouble. Il a eu l'idée de remplacer la masse d'eau trouble située devant l'objectif de la caméra par une même masse d'eau transparente et de repousser ainsi la zone de brouillard le plus loin possible, au-delà de l'objet.

La réalisation de cette idée est représentée par ce qu'on appelle désormais le cône d'eau claire. Un tronc de pyramide en matière plastique stratifiée, dont la face avant est en plexiglas, est rempli d'eau claire. La face en plexiglas est appliquée contre l'objet à examiner ; le champ de vision est ainsi beaucoup plus important (il correspond au moins à la surface du plexiglas).

Les résultats obtenus par le cône d'eau claire sont remarquables. Dans la Seine ou dans le Rhin, avec des visibilités pratiquement nulles, il a été possible d'inspecter des quais ou des piles de pont dans d'excellentes conditions.

2.2. Eclairage

Pour remédier à la faiblesse de l'éclairage ambiant, une solution heureuse a consisté à placer deux lampes à réflecteur de 1 000 W à l'intérieur du cône d'eau claire, à la limite du champ de l'objectif.

L'avantage d'une telle disposition est avant tout une protection des lampes qui par ailleurs, placées très près de la glace frontale, donnent une lumière de côté pour les objets rapprochés ce qui conserve un relief aux images.

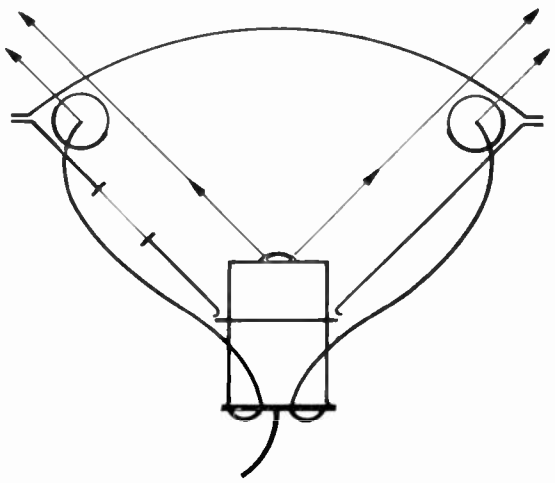


FIG. 4. — Les deux lampes à réflecteur placées à l'avant du cône d'eau claire éclairent fortement les objets à examiner.

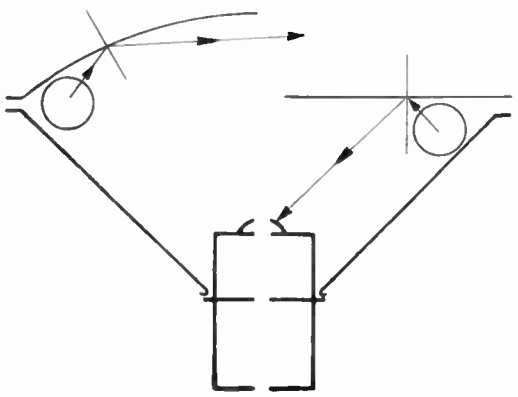


FIG. 5. — Il est avantageux de donner à la glace une forme bombée (à gauche du schéma) pour éviter les réflexions des rayons lumineux vers l'objectif de la caméra comme le ferait une glace plane (à droite du schéma).

Comme il était nécessaire de ne pas avoir de réflexion de certains rayons lumineux dans la glace, vers l'objectif, il est apparu judicieux de donner une forme courbe à cette glace frontale.

Dans beaucoup de cas, l'éclairage maximum prévu sera trop important : on a décidé de conserver au diaphragme un réglage constant, correspondant à l'ouverture relative maximum, et d'ajuster par l'intermédiaire d'un rhéostat la tension d'alimentation des lampes.

2.3. Réfraction

Nous dirons enfin quelques mots sur les problèmes de réfraction. On sait que l'eau a un indice de réfraction différent de celui de l'air, si bien que l'angle sous lequel on voit les objets dans l'eau semble plus grand et que la distance à laquelle ils sont situés semble réduite dans le rapport de 4 à 3, cette déformation peut devenir considérable dans le cas de rayons très inclinés. Le champ de l'œil ou de l'objectif devient plus faible.

On choisit pour les caméras de télévision sous-marine des objectifs d'aussi grand angle que possible, étant donné les faibles distances des objets. Mais pour ne pas perdre les avantages de ces objectifs de faible focale, il est indispensable de les équiper de hublots correcteurs qui restituent aux objectifs les caractéristiques qu'ils ont dans l'air en annulant les effets de la réfraction. Le champ de l'objectif est alors maximum.

3. Problèmes électriques

Les organes électriques de l'équipement de télévision sous-marine sont rassemblés en deux groupes : l'un contenu dans la caméra et l'autre, beaucoup plus complexe, contenu dans le caisson de voie.

La réalisation d'un équipement de télévision sous-marine posait, entre autres, deux problèmes électriques importants :

— *Simplification poussée du montage électronique*, comportant les éléments de télévision proprement dits et les éléments de la liaison téléphonique, par suite du volume réduit du boîtier étanche destiné à recevoir le montage électrique et les organes mécaniques de la caméra ;

— *Transport d'une puissance électrique relativement importante*, sensiblement égale à 2 kW pour assurer l'éclairement suffisant du sujet à téléviser.

Nous allons décrire brièvement les solutions apportées à ces problèmes.

Le *circuit électrique de la caméra* a été réduit aux éléments strictement indispensables : un préamplificateur à video fréquence, un amplificateur de signaux de blocage et un bloc de déviation pour le tube analyseur d'image. Les signaux de balayage sont transmis par le câble de liaison. Les bobines de déviation sont montées sur un chariot mobile entraîné par un moteur. Le déplacement du bloc s'effectue selon l'axe optique de la caméra et permet le déplacement du tube de prises de vues par rapport à l'objectif, assurant ainsi la mise au point optique. La mise en marche du moteur d'entraînement et son sens de rotation sont commandés par l'opérateur resté en surface.

La caméra contient, en plus, une partie de l'amplificateur à basse fréquence destiné au fonctionnement de la liaison téléphonique avec le plongeur. Pour permettre cette liaison, un haut-parleur est disposé contre la face arrière de la caméra et l'énergie sonore transmise à travers la paroi se propage dans l'eau. Dans le cas où le plongeur veut transmettre une information à l'opérateur resté en surface, le haut-parleur fonctionne en microphone.

Il a été possible de réaliser ainsi une caméra très simple mais cette simplification a, par contre, entraîné l'utilisation d'un *câble de liaison caméra-équipement* de structure complexe. Il faut, en effet, transporter tous les signaux élaborés dans le caisson de voie et nécessaires au fonctionnement de la caméra. De plus, le même câble transporte l'énergie nécessaire aux lampes d'éclairage ; il possède une couche périphérique de fils enroulés suivant une hélice à grand pas autour du groupement de conducteurs centraux. L'ensemble des conducteurs est enrobé dans une double couche de polyvinyle. Malgré sa complexité, le câble conserve une excellente souplesse qui facilite considérablement l'exploitation de la caméra sous-marine.

Le câble de jonction unique entre caisson de voie et caméra constitue une amélioration considérable de l'équipement par rapport aux premiers exemplaires étudiés. En effet, la maniabilité est plus grande et le fait de n'avoir qu'un seul câble réduit énormément les risques d'accrochage aux obstacles environnants. De ce fait, les causes d'incidents pour le plongeur se trouvent réduites.

Le *caisson de voie* contient les organes suivants : le générateur de signaux de synchronisation, le générateur de signaux de balayage, l'amplificateur à video fréquence, les dispositifs de mélange des signaux. L'ensemble est contenu dans un caisson parallélépipédique analogue à ceux qui sont utilisés pour le matériel professionnel.

Les tensions d'alimentation des divers organes sont stabilisées. Le fonctionnement de l'équipement se trouve protégé contre les fluctuations de tension du secteur.

Il a été prévu, en outre, un transformateur spécial pour l'alimentation sur secteur de l'équipement ; cet appareil permet d'alimenter simultanément le caisson de voie, les lampes d'éclairage et deux récepteurs de télévision ; il assure notamment l'isolement de l'ensemble par rapport au secteur et élimine de ce fait toutes différences de potentiel parasites et dangereuses entre les boîtiers des équipements et l'eau où se trouve plongée la caméra.

L'équipement qui vient d'être décrit constitue un progrès important dans le domaine de la télévision sous-marine qui devient maintenant un véritable instrument de travail : contrôle de barrages, de piles de ponts et autres ouvrages d'art ; visite des coques de navire et des installations portuaires, etc.

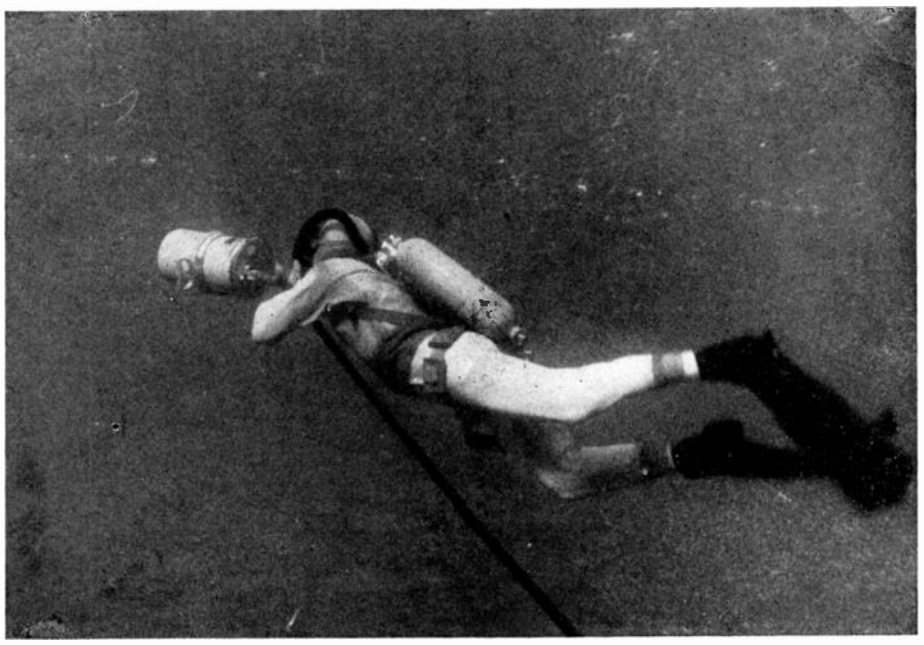


FIG. 6. — La flottabilité de la caméra permet à ce plongeur de la manœuvrer dans l'eau sans effort.

Les techniciens non entraînés à la plongée sous-marine peuvent grâce à lui connaître ce qui se passe sous la surface libre de l'eau et souvent même avoir, par l'intermédiaire de la chaîne de télévision, une meilleure observation des objets que celle qu'ils auraient en vue directe, s'ils plongeaient eux-mêmes.

Des équipements du type décrit ci-dessus sont utilisés couramment par Electricité de France et par le Port du Havre, et viennent d'entrer en service dans le centre industriel créé à Marcoule par le Commissariat à l'Energie Atomique.

II. LES APPLICATIONS DE LA TÉLÉVISION SOUS-MARINE

Voir sous la mer, voir sous l'eau en général, qu'elle soit trouble ou obscure, semblait, il y a quelques années encore, appartenir au domaine du rêve.

Ce rêve est devenu réalité grâce à la mise au point et à l'utilisation de caméras de télévision sous-marines. Ainsi l'homme placé à la surface de l'élément liquide, peut-il voir ce qui se passe dans les profondeurs.

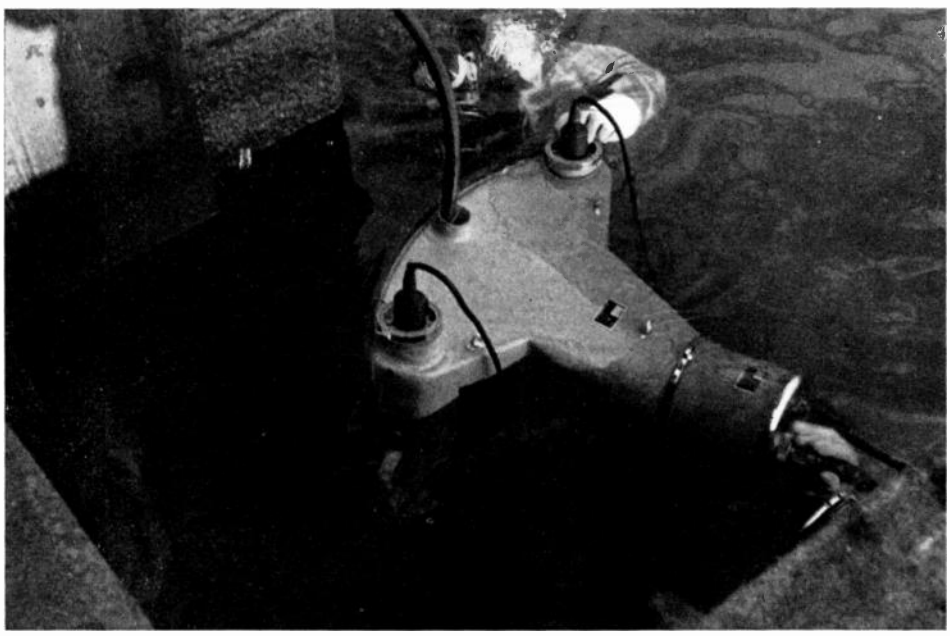


FIG. 7. — Immersion d'une caméra de télévision sous-marine C.F.T.H. munie de son cône d'eau claire, au cours de travaux de contrôle de quais dans le port du Havre.

Jusqu'ici, pour observer des fonds de quelques mètres, on pouvait utiliser la lunette de calfat du pêcheur d'oursins, mais au-delà, il fallait faire confiance, d'une manière aveugle, au scaphandrier.

Ces hommes, pleins d'expérience dans le domaine de la plongée, ne peuvent être à la fois des spécialistes en béton armé, en électricité ou en construction mécanique et ne peuvent donc pas, malgré leur bonne volonté, remplir toutes les missions qu'on voudrait leur confier. Ils ne peuvent pas, non plus, prendre de leur propre autorité des responsabilités dans la marche des travaux et sont obligés de remonter à l'air libre pour faire leur compte rendu à l'ingénieur responsable.

Avec la télévision sous-marine, le technicien peut voir lui-même les installations à contrôler, il peut donc prendre les décisions et donner ses ordres dans les délais les plus courts et avec le meilleur rendement.

La caméra de télévision sous-marine THV 110 A fabriquée en série par la Compagnie Française Thomson-Houston peut être utilisée jusqu'à 100 mètres de profondeur environ. Elle peut être maniée par un plongeur jusqu'à 50 ou 60 mètres de profondeur. Il est possible de faire descendre une caméra au bout d'un câble, par pesanteur, sans l'accompagner ; des essais spéciaux ont ainsi été faits jusqu'à 300 mètres environ ; l'évolution et les progrès de la technique permettront certainement d'étendre encore le champ de cette utilisation.

Que peut donc demander le technicien à la télévision sous-marine qui met un tel outil à sa disposition ? Nous pouvons distinguer trois grandes catégories d'applications : commerciales, scientifiques, militaires, que nous allons examiner ici un peu plus en détails.

1. Applications commerciales

1.1. Contrôle de la construction d'ouvrages sous-marins, examens périodiques de leur état

Cette application semble être la plus importante dans le domaine actuel. Qu'il s'agisse de môles, de digues, de murs, de quais, de murs de barrages, de piles de ponts, il est absolument nécessaire de procéder à des visites systématiques. On doit en effet surveiller les surfaces, déceler les fissures, contrôler les joints, voir l'état des ouvertures, des grilles, des vannes murales...

Un coup d'œil au récepteur de télévision, quelques photos prises sur le récepteur même, sont infiniment plus sûrs et plus instructifs que tous les rapports des plongeurs.

Il n'est d'ailleurs nullement nécessaire de disposer en permanence de scaphandriers ou de plongeurs autonomes pour ces opérations. Il est facile d'imaginer des chariots porte-caméra dans le genre de celui représenté sur la figure 8. Dans ce cas, un chariot pouvant se déplacer horizontalement porterait un treuil, permettant un mouvement vertical de la caméra devant le mur à examiner.

Il est évident, par ailleurs, qu'il est nécessaire de placer la caméra dans les meilleures conditions d'utilisation. Par exemple, lors d'un examen de joints de maçonnerie, il faudra maintenir l'objectif à une distance constante du mur et, de plus, placer une échelle graduée en décimètres et centimètres (rasant le mur) pour se rendre compte des dimensions exactes de l'objet examiné.

1.2. Manutentions diverses sous l'eau

Il viendrait difficilement à l'esprit des directeurs d'une entreprise, qu'un élément préfabriqué de grandes dimensions, ayant coûté plusieurs millions, soit posé dans un bâtiment ou près d'un barrage, à l'air libre, sans le contrôle permanent d'un ou de plusieurs ingénieurs ou techniciens.

Pourtant, sous l'eau, les choses se passent ainsi, et on laisse à un scaphandrier le soin de régler les assises d'un quai, de poser des éléments préfabriqués

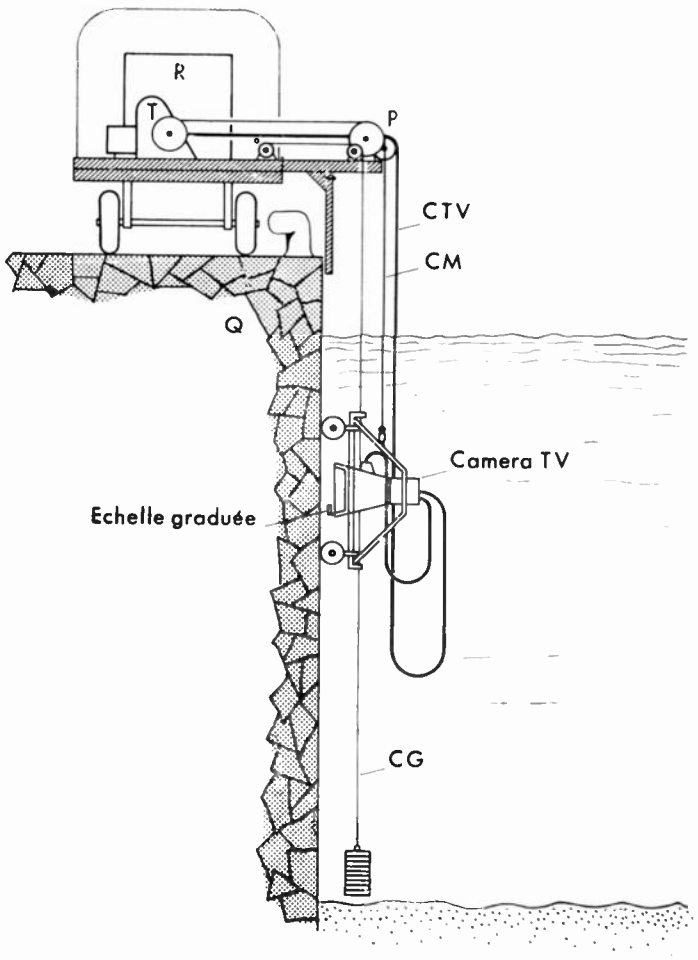


Fig. 8. — Schéma d'un chariot porte-caméra : le chariot peut se déplacer horizontalement et la caméra verticalement.

R	Alimentation et récepteur,
T	Treuils,
P	Poulies,
CTV	Câble TV et éclairage,
CM	Câble de manœuvre,
Q	Quai,
Caméra TV	Caméra TV avec chariot,
CG	Câble de guidage.

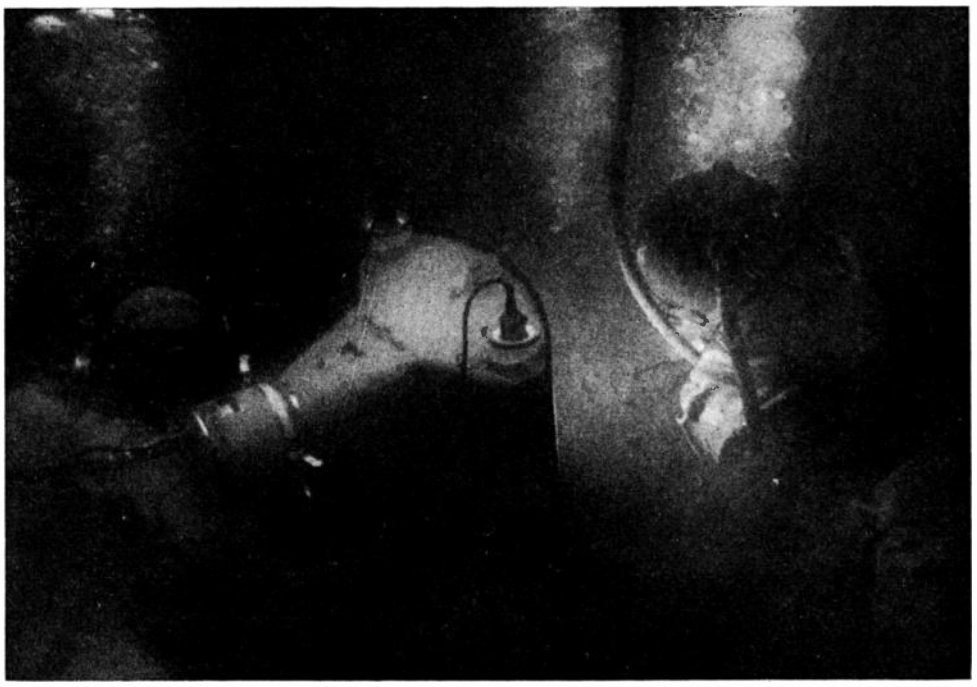


FIG. 9. — Travail de découpage au chalumeau par un scaphandrier dans une eau très turbide. La caméra sous-marine munie de son cône d'eau claire est manœuvrée par un plongeur autonome.

de môles, des caissons de fondation sans aucun contrôle technique. Cette lacune très importante peut être comblée par la télévision sous-marine.

Il en est de même des câbles électriques et téléphoniques sous-marins dont la pose se fait un peu à l'aveuglette, dans des conditions souvent pénibles pour les plongeurs, qui ne peuvent rester longtemps dans les passes et dans les rivières à courant rapide. Un montage simple peut permettre un contrôle permanent du déroulage et de la pose du câble, ainsi qu'un relevé exact du tracé.

1.3. Vérification des œuvres vives des navires

Une visite détaillée de la coque, des hélices, des quilles antiroulis, du gouvernail, peut être très rapidement faite, sans obligation de passage au bassin de radoub.

Les hélices, en particulier, peuvent être examinées, pale après pale, sans grand frais et dans les meilleures conditions. La sécurité s'en trouvera considérablement augmentée, sans gêner en rien les rotations des navires puisque ces visites peuvent être passées pendant les heures de chargement et de déchargement du navire.

1.4. Visites de tuyauteries d'eau et de gaz

Cette utilisation ne peut évidemment être envisagée que pour des éléments d'un diamètre intérieur supérieur à 250 mm. On peut ainsi contrôler l'entartrage, l'envasement, les fentes ou les cassures du tuyau.

La caméra peut être, dans ce cas, tirée par un câble, passé préalablement par la méthode du ballonnet chassé par le courant du fluide. Il suffirait de procéder par tronçons de 200 mètres environ, la caméra étant introduite sur 100 mètres à partir de chaque extrémité.

1.5. Recherches et identifications d'épaves

Ce chapitre, appelé à un grand avenir, touche en réalité toutes les recherches dans le domaine sous-marin.

D'ores et déjà, la télévision sous-marine a, à son actif, deux remarquables exploits d'identification d'épaves.

Le premier repérage d'épaves par télévision, date de 1951, après le tragique naufrage, dans la Manche, du sous-marin anglais « Affray », le 16 avril, par 80 mètres de fond avec 75 hommes à bord. Le repérage fut exécuté par plusieurs navires au sondeur, dans un périmètre de 170 km environ. On découvrit une vingtaine d'épaves qui furent examinées successivement, les unes après les autres, par un équipement de télévision sous-marine.

Les opérations durèrent jusqu'au 14 juin. Ce jour-là, les marins du « Reclaim », navire spécialement équipé pour le sauvetage des sous-marins, examinaient une épave qui venait d'être repérée par l'Asdic d'un autre navire. Sur l'écran du récepteur de télévision, on vit paraître le nom « Affray ».

Cette expérience fut suivie d'autres essais, au cours desquels une caméra fut descendue à environ 300 mètres de profondeur.

Le deuxième succès de la télévision sous-marine dans ce domaine, fut l'identification et le repêchage du « Comet » perdu en mer le 10 janvier 1954, au

large de l'Ile d'Elbe, en Méditerranée, avec 29 passagers et 6 hommes d'équipage à son bord.

Le repérage au « Sonar » ayant donné des indications peu précises par suite de la nature du fond, il fallut recourir au vieux système de dragage avec grappins s'accrochant à toute épave, ceci sur une surface de 100 milles carrés environ.

Chaque touche était contrôlée à la télévision sous-marine et, là encore, les techniciens purent voir sur leur écran les restes de l'épave de l'avion gisant par 120 m de fond. Cet exploit est d'autant plus remarquable que la visibilité était très réduite.

L'explosion de l'avion avait été telle, en touchant l'eau, que les morceaux furent dispersés de tous côtés et qu'il fut très difficile de trouver les divers débris nécessaires à l'enquête. La remontée de ces débris fut faite d'ailleurs avec l'aide d'un scaphandrier, descendu dans une tourelle, qui dirigea par téléphone la manœuvre d'une gigantesque benne preneuse mécanique, avec bras de 4 mètres de longueur.

Des engins similaires ont été décrits dans différentes revues, ce que nous signalons sans garantir leur efficacité.

Il semble toutefois que le problème puisse être repris en partant d'un principe différent et en admettant de construire un engin lourd et cher.

Le principe serait d'abord d'obliger l'engin sous-marin à rester à l'aplomb du navire de surface. Cette obligation serait réalisée automatiquement par l'engin lui-même. Tout comme on asservit une antenne de radar à suivre un objectif lointain, de même la machine porte-caméra serait asservie à suivre l'émission d'un sondeur spécial du navire de surface.

Il n'y aurait plus de remorquage de l'engin par le navire, il y aurait deux bâtiments réunis par les câbles de télévision, force motrice, éclairage, télécommandes éventuelles, et faisant route ensemble.

La force motrice nécessaire serait pour 200 mètres de câble par exemple, très importante et de ce fait, l'engin serait grand et cher.

Un sondeur, fixé près de la caméra, devrait maintenir automatiquement l'engin à une hauteur déterminée au-dessus du fond.

La figure de principe 4 ne peut prétendre indiquer les détails de l'engin et principalement les points d'amarrage, les gouvernes et la propulsion, elle montre simplement le processus envisagé.

1.6. Contrôle d'exploitations pétrolifères sous-marines

Ce contrôle, bien qu'un peu spécial, ne différerait que peu des contrôles envisagés aux paragraphes *(a)* et *(b)*.

On peut avoir également à étudier la nature des fonds.

1.7. Pêche

Qu'il s'agisse de poissons, de coquillages, d'éponges, la télévision sous-marine est toujours là pour surveiller le peuplement des fonds.

A l'heure actuelle, les Américains ont mis sur pieds plusieurs équipements dont nous parlerons dans le chapitre des utilisations scientifiques.

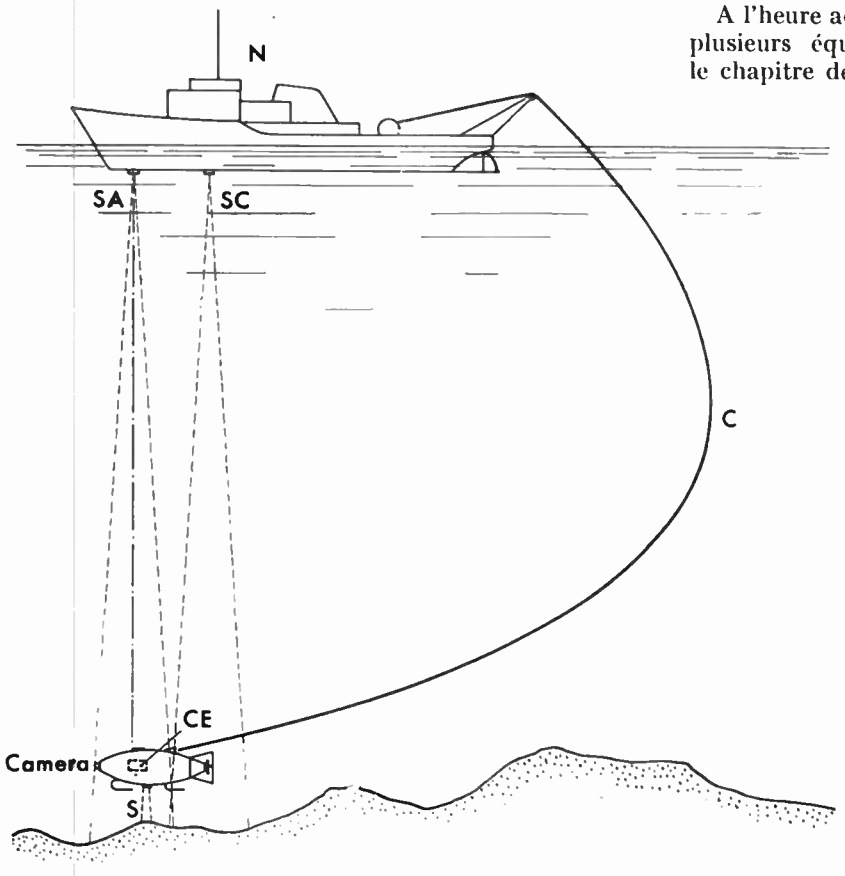


Fig. 10. — Engin téléguidé porte-caméra pour recherches sous-marines, restant à l'aplomb du navire de surface.

N Navire avec récepteur,
SA Sondeur d'asservissement,
SC Sondeur de contrôle,
C Câble TV, éclairage, force motrice, commande,
CE Calculateur électronique,
S Sondeur.

Ces deux exemples, pour probants qu'ils soient, concernent en réalité « l'identification », la « recherche » ayant été menée par d'autres moyens que la télévision sous-marine.

Peut-on confier, à l'heure actuelle, la recherche et le repérage d'épaves à la télévision elle-même ?

Il est difficile de répondre par l'affirmative.

Les engins téléguidés construits ont pratiquement tous donné des déboires, par suite de l'imprécision du trajet de la caméra elle-même. En effet elle est comme un chien en laisse, en train de courir à 100 mètres autour de son point d'attache, le navire remorqueur, mais on ignore sa position exacte et il est bien rare qu'on ne finisse pas par voir le caisson émerger en surface alors qu'on le croyait 40 ou 50 mètres plus bas ou dans toute autre direction.

Ces impressions ont été confirmées par le Commandant Cousteau, qui nous a, par ailleurs, signalé que les plus grandes firmes américaines notamment avaient essayé de faire des caméras téléguidées. Tous les essais se sont soldés par un échec par suite de l'ignorance où nous sommes de la position de la caméra dès qu'elle échappe à notre vue.

Décrivons néanmoins un de ces engins tel que le conçoivent les spécialistes : il comporte principalement un flotteur, comme tout bathyscaphe, ayant la forme d'un cylindre ou d'une sphère, et un châssis muni d'un lest à la partie basse, portant une caméra de télévision sous-marine et muni des engins de propulsion et d'orientation. Il pourrait être dirigé par deux hélices éliminant le couple, et servant à la montée, la descente et même la propulsion horizontale, tout comme un hélicoptère. L'alimentation en force motrice pourrait être faite par de l'eau sous pression, envoyée par le navire de surface par l'intermédiaire d'un tuyau en plastique d'un poids apparent nul dans l'eau. Le flotteur devrait être muni d'ailerons de stabilisation éliminant, autant que possible, le tangage, le roulis et la rotation. Le châssis porte-caméra serait orientable par rapport à la partie fixe ci-dessus, grâce à un moteur approprié. Dans le champ de la caméra serait fixé un compas noyé ainsi qu'un manomètre. L'engin serait suivi au sondeur.

Le sondeur donne déjà une idée des bancs de poissons existant entre deux eaux. La télévision sous-marine permettrait de les identifier à coup sûr et d'en évaluer l'importance.

2. Applications scientifiques

2.1. Étude du monde sous-marin

La plus importante application est l'étude du monde marin, sous toutes ses formes.

Si le bathyscaphe ne peut rester que quelques heures sous l'eau, l'engin d'exploration que nous avons décrit au paragraphe précédent pourrait rester dans les profondeurs, pendant des journées entières.

Les Laboratoires marins des Universités de Miami et de Wisconsin ont bien compris la question et utilisent des caméras de télévision sous-marine mobiles, mais non téléguidées, pour toutes sortes d'études concernant la vie des poissons.

Des études de transmission de lumière à différentes profondeurs ont également été effectuées avec les caméras de télévision sous-marine.

De plus des biologistes du « Fish and Wildelife Service », U.S. Department of Interior, ont équipé spécialement des caméras de télévision sous-marine pour étudier les meilleurs moyens à utiliser pour protéger les jeunes poissons de la destruction dans les barrages, rivières et autres lieux où ces poissons sont en lutte contre la nature et contre les constructions créées par notre civilisation. Un équipement est utilisé en Floride, un autre dans le Massachusetts.

2.2. Exploration subaquatique

L'Office Français de Recherches Sous-marines a organisé plusieurs expéditions dans des résurgences fluviales ou maritimes : à la Fontaine de Vaucluse et à Port-Miou en particulier.

Dans le cas de Vaucluse, on se trouve arrêté par la profondeur entre 60 et 80 mètres, le mystère reste entier. Or, une descente de quelques dizaines de mètres pourrait peut-être donner la clef de l'énigme. L'homme ne pouvant pas aller plus loin, il semble que le stade suivant et immédiat doive consister en une exploration par caméra guidée par plongeur jusqu'à la zone non dangereuse, puis téléguidée depuis la surface suivant les indications téléphoniques du plongeur qui peut encore voir et suivre l'engin.

Nous nous trouvons là dans un des cas particuliers où l'engin téléguidé peut et doit rendre des services.

Les renseignements géologiques rapportés sont déjà très importants, ils le seront encore plus lorsque la télévision sous-marine aura permis de pousser les investigations plus loin.

2.3. Archéologie sous-marine

Comment ne pas citer cette application si particulière alors que, par elle, la télévision sous-marine a commencé son existence en France.

C'est en effet en avril 1953, que le Commandant Cousteau put, grâce à une caméra sous-marine C.F.T.H. et à un caisson conçu par le Bureau d'Etude de l'Office Français de Recherches Sous-marines, montrer à toutes les autorités réunies sur le pont de la Calypso l'importance de l'épave archéologique du Grand Congloué près de Marseille. M. Benoît, Directeur des antiquités de Provence et de Corse, put mesurer l'étendue de ce « gisement » d'amphores, leur disposition dans la fouille, leur variété, ainsi que le travail fourni par le personnel pour le relevage des restes de cette épave.

FIG. 11. — Plongeur équipé d'une caméra sous-marine accompagné d'un autre plongeur muni d'un projecteur indépendant éclairant un champ d'amphores par 40 mètres de fond sur l'épave grecque du Grand Congloué.

Il est presque impossible de demander à un archéologue de vérifier les assertions des divers plongeurs en allant voir lui-même l'épave ; il est facile de lui donner un moyen pour examiner, à partir de la surface, le lieu des objets trouvés.

2.4. Hydrodynamique

Une dernière application scientifique de la télévision sous-marine pourrait être l'étude des mouvements liquides, dans des conditions telles qu'ils sont inobservables par les moyens habituels.

On étudie l'aérodynamique avec des fils de laine placés sur divers points du fuselage et de la voilure d'un avion, on observe ensuite la position ou le mouvement de ces fils en vol. Que fait-on dans le cas des grands navires ?

On se contente d'un essai sur modèle réduit au bassin de carène, et je ne crois pas que jamais aucun plongeur soit allé voir quels sont les tourbillons qui se forment sous les coques des navires marchant à grande vitesse. Il y a là matière à étude et à progrès.

Personne n'a jamais pu vérifier si le carénage des arbres d'hélice à leur sortie était bon.

Les vibrations de certains navires sont encore restées inexpliquées et seul un « œil sous la mer » permettra de connaître le fin mot de l'énigme.

Les Instituts de Mécanique des Fluides devraient donc être équipés de caméras de télévision sous-marine pour entreprendre tous ces examens de coques d'hélices, ces études de cavitations, de tourbillons, de surpressions, de pressions, de dépressions, etc.

Les mouvements d'érosion des môles et jetées pourraient également être étudiés aussi bien en mer que dans les canaux et les rivières. Un tracé peut-être plus judicieux des formes de construction pourrait aboutir à des économies très importantes dans l'exploitation.

3. Les applications militaires

Citons d'abord le repérage et la recherche d'épaves qui ont été vus aux chapitres précédents et qui sont particulièrement intéressants dans le cas des sous-marins. En effet il peut y avoir intérêt à visiter rapidement de tels navires coulés par fond moyen afin de dégager, s'il est nécessaire les cloches de sauvetage et de ramener à la surface les rescapés.

Citons ensuite :

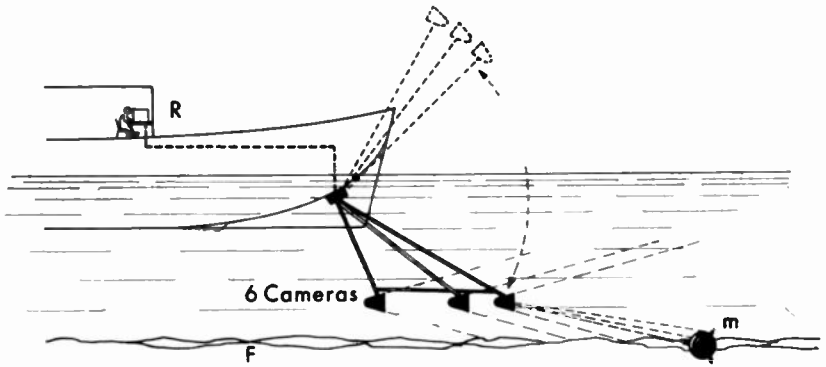
3.1. La défense des ports et la surveillance des passes

Un filet fermant une passe ne constitue pas une sécurité car il peut être coupé par des plongeurs et donner passage à un sous-marin miniature pouvant faire des dégâts immenses. Une rangée de caméras situées de part et d'autre du chenal signalerait immédiatement les submersibles ennemis.

3.2. La détection des mines

Le principe de cette détection, représenté sur la figure 6, a été donné par le Commandant Cousteau.

Six caméras de télévision sous-marine sont disposées de part et d'autre de l'avant du navire de manière à créer un rateau dont chaque pointe porterait un œil. Ces caméras correspondent à six récepteurs placés dans un poste de contrôle. Elles sont relevables et visitables à partir du pont. Chaque veilleur aurait à sa portée un signal sonore destiné à



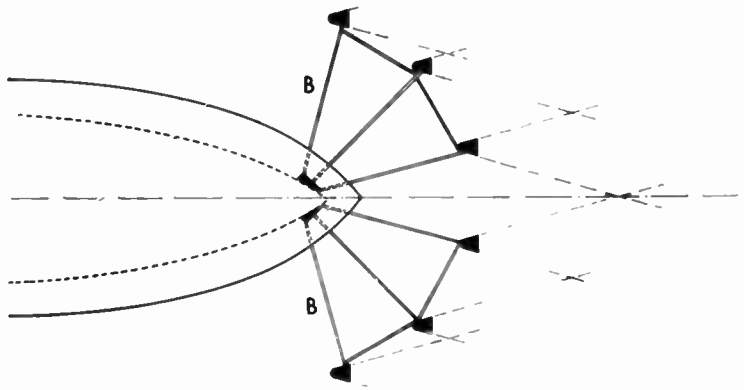
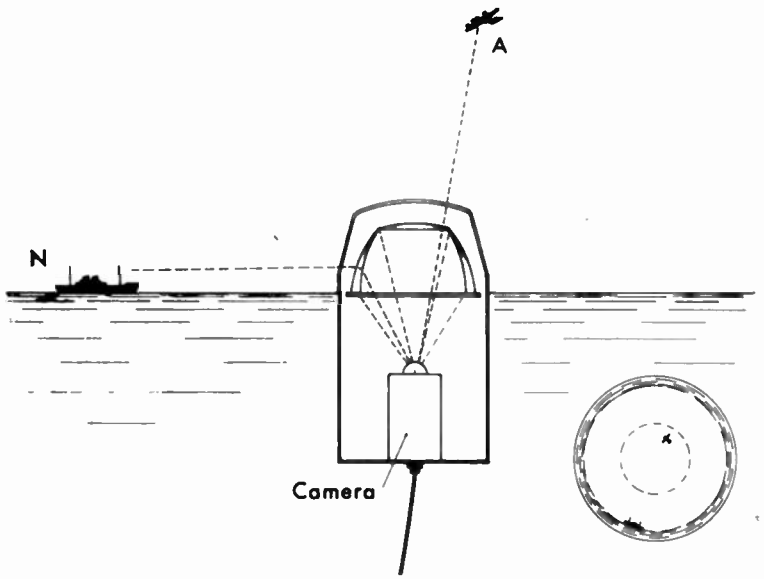


FIG. 12. — Principe d'un système de détection des mines.
R 6 opérateurs devant 6 récepteurs,
M Mine semi-envasée,
F Fond du chenal,
B Bras relevables, portant 3 caméras chacun.



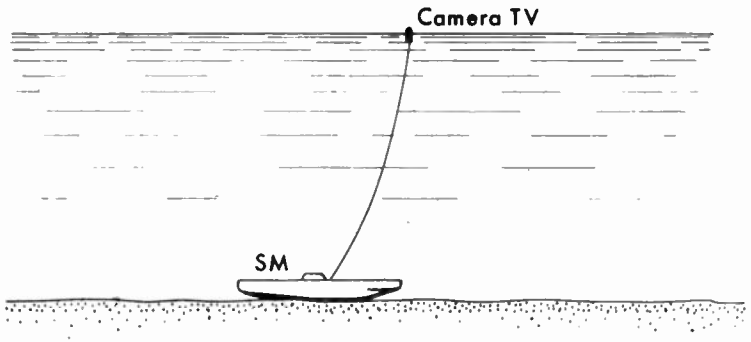


FIG. 13. — Examen de la surface à partir du fond de l'eau.
A Avion,
N Navire,
SM Sous-marin au repos au fond.

avertir l'équipage de la présence d'un engin posé au fond du chenal, et pourrait immédiatement larguer une bouée de repérage qui indiquerait l'emplacement de la mine.

3.3. Le repêchage des torpilles d'exercice

Ce cas se ramène à celui de la recherche des épaves examiné plus haut.

3.4. Le périscope électronique pour sous-marin

Si nous avons parlé jusqu'ici de la vision du monde sous-marin à partir de la surface, pourquoi ne pas envisager l'utilisation de la caméra sous-marine pour une vision de la surface à partir d'un navire sous-marin posé sur un fond de 100 mètres ou plus ?

Un tel appareillage représenté schématiquement sur la figure 7 comporterait une caméra étanche placée verticalement et transmettrait une image panoramique donnée par un système optique, l'ensemble étant repliable très rapidement ou largable en cas de nécessité.

Cette longue liste d'applications ne fait que reprendre les possibilités actuelles.

Demain, d'autres utilisations verront le jour, les techniciens trouveront le moyen de faire jouer à la télévision sous-marine un rôle de plus en plus important dans la vie maritime, industrielle et scientifique. Nous formons des vœux pour leur pleine réussite.

DIAGRAMMES DE RÉSOLUTION DE LA FONCTION HYPERBOLIQUE COMPLEXE $\frac{\text{th } Te^{\gamma\tau}}{Te^{\gamma\tau}}$ APPLIQUÉE A LA DÉTERMINATION DE CONSTANTES DIÉLECTRIQUES EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

Madeleine FELDEN et Marceau FELDEN

Laboratoire de Chimie Théorique de Nancy

Un des montages les plus utilisés en hyperfréquence pour déterminer une impédance quelconque ou mesurer ses variations possibles, consiste à la placer en bout de ligne ou de guide d'onde et à fermer ensuite par un court-circuit métallique.

En opérant de cette manière sur un élément de guide rempli d'une matière à étudier, une théorie classique [1] permet de relier la valeur de l'impédance complexe Z à celle de la constante diélectrique complexe de la substance : $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$, au moyen de la relation :

$$Z = Z_0 \text{ th } \gamma.d$$

où Z est l'impédance cherchée,

Z_0 l'impédance caractéristique du guide,

γ le facteur de propagation dans la section contenant l'impédance Z,

d la distance qui sépare la face avant de l'impédance au court-circuit terminal.

Les mesures effectuées au moyen d'une ligne fendue reliée à un détecteur d'ondes stationnaires et d'un ondemètre, conduisent à trouver le facteur de propagation γ par la relation :

$$Ce^{j\psi} = \frac{\text{th } \gamma.d}{\gamma.d}$$

où C et ψ se déterminent classiquement [3] à l'aide des mesures faites.

La résolution de cette équation s'effectue généralement en prenant la quantité complexe $\gamma.d$ sous la forme :

$$\gamma.d = T.e^{j\tau}$$

d'ou l'équation définitive à résoudre :

$$Ce^{j\psi} = \frac{\text{th } Te^{j\tau}}{Te^{j\tau}} \qquad (1)$$

On sait qu'une telle équation, dont les inconnues sont T et τ, comporte une infinité de solutions pseudo périodiques parmi lesquelles il faut déterminer le seul couple de racines physiquement acceptables, ce qui se fait généralement en opérant sur deux impédances similaires, de longueurs différentes. Il est clair que la relation (1) qui est une équation transcendante à deux variables, n'est pas résoluble directement et qu'il faut ou bien la résoudre par approximations successives [2], ce qui est long et fastidieux quand il y a une série de valeurs à calculer, ou bien tracer des diagrammes de résolution sur lesquels on porte C et ψ ce qui, par lecture des courbes, permet d'en tirer T et τ ; diverses méthodes ont été proposées [3], [4], [5], [6], le choix étant inspiré par le problème à résoudre mais, dans tous les cas, les diagrammes de résolution existants ne permettent pas d'obtenir une valeur de T supérieure à 8,8, ce qui impose certaines conditions de longueur de cellule liées à la fréquence opératoire, pas toujours compatibles avec les expériences pratiques. Le problème que nous avons envisagé était le suivant : étudier l'adsorption de gaz sur gel de silice par variation de permittivité à différentes fréquences [7]. Comme cette étude ne met pas en jeu des absorptions électriques très importantes, il faut avoir des cellules, constituées par des sections de guide d'onde, les plus longues possibles, surtout quand la fréquence dépasse 30 000 Mhz ; il nous fallait alors $T > 8{,}8$, puisque la théorie exige que ce paramètre satisfasse à l'inégalité $\frac{T.\lambda_g}{2\pi.l_\varepsilon} > 1$ (2) (où λ_g est la longueur d'onde dans le guide et l_ε l'épaisseur de diélectrique) pour que la racine ait un sens physique, ce qui donne, pour la plus grande valeur de T : $8{,}8.\lambda_g > 2\pi l_\varepsilon$ soit $\frac{\lambda_g}{l_\varepsilon} > 0{,}714$; on voit alors que quand la fréquence augmente, si l'on veut encore des épaisseurs de diélectriques de l'ordre du centimètre, il faut des valeurs de T suffisamment grandes,

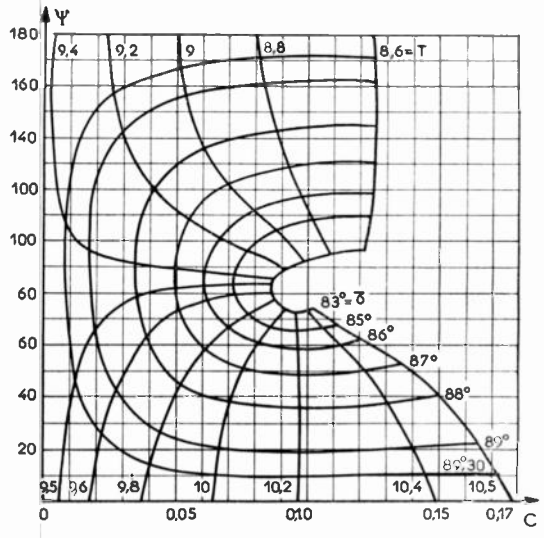


FIG. 1. — Résolution de $Cei\psi = \dfrac{\text{Th } Tei\psi}{Tei\psi}$; TE (8,6 — 10,5).

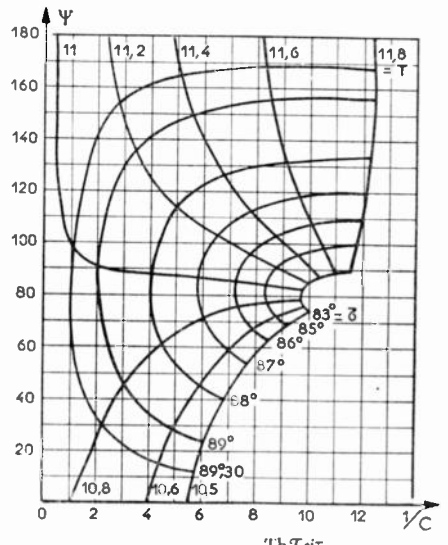


FIG. 2. — Résolution de $Cei\psi = \dfrac{\text{Th}Tei\tau}{Tei\tau}$; TE (10,5 — 11,8).

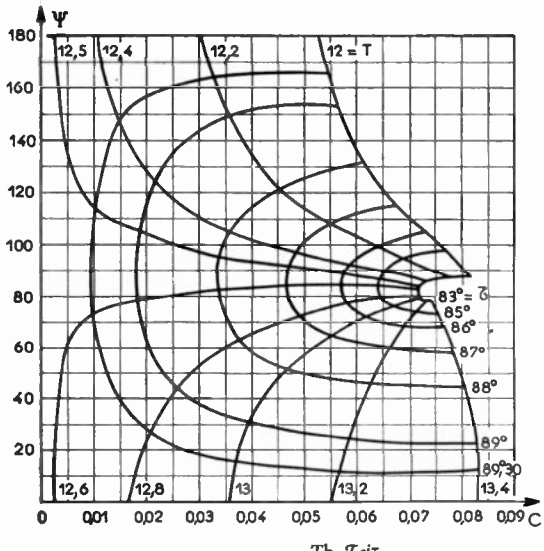


FIG. 3. — Résolution de $Cei\psi = \dfrac{\text{Th } Tei\tau}{Tei\tau}$; TE (12 — 13,4).

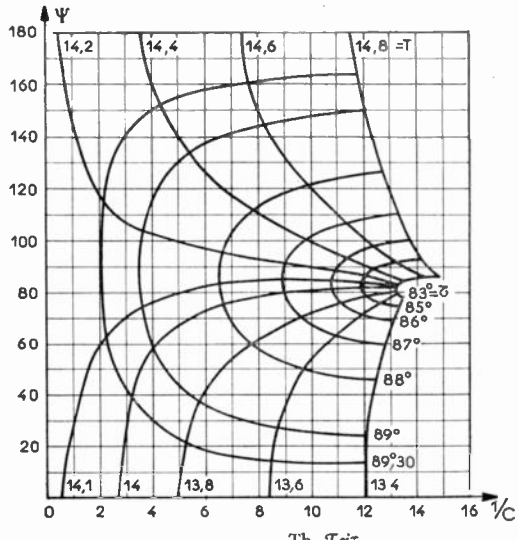


FIG. 4. — Résolution de $Cei\psi = \dfrac{\text{Th } Tei\tau}{Tei\tau}$; TE (13,4 — 14,8)

d'autant plus que rien n'indique, à priori, que ce soit la première valeur de T satisfaisant à la condition (2) qui soit la valeur cherchée, celle-ci étant liée à l'ordre de grandeur de ε' et ε'' qui doivent n'être pas trop élevés pour que T reste dans les limites déterminables à partir des courbes existantes. Par exemple, à 30 000 MHz, ε' de l'eau a encore une valeur voisine de 20 et une perte ε'' de l'ordre de 35 et un certain nombre de corps ont encore une permittivité assez élevée en hyperfréquences, comme on peut s'en rendre compte en examinant par exemple, des tables de permittivité [8].

Nous avons donc été amenés à prolonger les réseaux de courbes existant. Nous avons adopté la méthode et la présentation de Von HIPPEL [3] parce qu'elle est la plus courante et la plus précise et qu'elle permet, par interpolation et quadrillage suffisamment fin, d'avoir une bonne précision sur les résultats finaux. Nous donnons ici quatre systèmes de courbes dont deux en C et deux en $1/C$ pour T, allant de 8,8 à 14,8 et C de 83° à 90°, ce qui permet d'aller suffisamment loin en fréquence avec des épaisseurs de diélectriques encore appréciables. Ces calculs ont été faits à l'aide des SMITHSONIAN MATHEMATICAL TABLES.

BIBLIOGRAPHIE

[1] S. ROBERTS and A. Von HIPPEL — A new Method for Measuring Dielectric Constant and Loss in the Range of Centimeter Waves. *J. Applied Physics* 17-610, July 1946.

[2] F.J. CUPWELL and B.B.M. SUTHERLAND — Transactions Faraday. Soc 42-A, 1946.

[3] A.R. Von HIPPEL — Dielectrics an Waves p. 75, J. Wiley, édit. New-York, 1954.

[4] J. BENOIT — *Ann. Télécommunications* 4-27, 1949.

[5] LEBRUN — Thèse, Lille, 1953.

[6] A. KENNELLY — Chart Atlas of Complex Hyperbolic and Circular Functions, *Harvard University Press*, Cambridge.

[7] M. FELDEN et M. FELDEN — Etude de l'adsorption d'ammoniac sur gel de silice par variation de permittivité à 10 000 Mcs et 35 000 Mcs, 7e Colloque Ampère, Vol. II, 1958.

[8] A.R. Von HIPPEL, — Dielectric Materials and Applications, J. Wiley, édit. New-York, 1954.

INFORMATIONS

PIÈCES DÉTACHÉES

Dans sa séance du 7 juillet 1959, le Comité de Normalisation du C.C.T. (1) a procédé à l'approbation des spécifications de pièces détachées ci-après :

CCTU 02.06 : Condensateurs au tantale.

CCTU 05.02 : Potentiomètres bobinés à faible dissipation.
Ce texte annule et remplace la spécification CCTU 348.

CCTU 05.03 : Potentiomètres bobinés à forte dissipation.
Ce texte annule et remplace la spécification CCTU 347.

CCTU 10.01 : Câbles coaxiaux HF.
Ce texte annule et remplace la spécification CCTU 55.

CCTU 09.01 A : Quartz oscillateurs.
Ce texte annule et remplace la spécification CCTU 09.01 et ses additifs.

Les modificatifs ci-après ont été approuvés

CCTU 01.01 Mod 3 : Essais mécaniques et climatiques.
Définit deux nouveaux essais de vibration.

CCTU 02.03 Mod 1 : Condensateurs au papier imprégné.
Introduit notamment 6 modèles nouveaux.

CCTU 04.03 Mod 1 : Résistances à haute stabilité.
Introduit notamment 11 modèles nouveaux.

CCTU 08.03 Mod 1 : Commutateurs rotatifs.
Introduit notamment 4 modèles nouveaux.

CCTU 04.04 Mod 1 : Résistances à couche d'usage courant.

CCTU 05.01 Mod 1 : Potentiomètres non bobinés.

(1) Cf. *L'Onde Electrique* de février 1959, page 56.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

UN NOUVEAU RELAIS SUBMINIATURE SENSIBLE (1)

I. Introduction

Les U. S. A. viennent de délivrer tout récemment un nouveau brevet de relais électro-magnétiques.

Un nouveau relais ! cela paraît une gageure si l'on considère la très nombreuse famille des relais existants et les recherches faites dans ce domaine.

Cependant, le relais UGON dont il s'agit, s'est déjà fait une place dans l'industrie européenne, dans l'aéronautique militaire française où son montage sur avion a été autorisé.

L'U. S. Patent approuve une nouveauté qui n'apparaît pas lors d'un examen superficiel du relais, mais qui, pour être comprise, nécessite une explication progressive et un minimum de considérations théoriques.

C'est cette explication que nous proposons ci-dessous :

II. Considérations théoriques générales

L'étude du relais UGON a visé particulièrement la possibilité de réaliser un relais subminiature sensible.

Or, la subminiaturisation est une opération qui, non seulement diminue les forces disponibles pour un nombre de milliwatts donné (comme nous allons le revoir), mais qui encore fait apparaître dans les dispositions classiques, des pertes de flux et des énergies de frottement devenant vite prohibitives.

Considérons la formule de Picou :

$$F \text{ grammes} = 6{,}4 \times 10^{-5} \times a^2 \times \frac{\delta \mathcal{P}}{\delta e}$$

dans laquelle,

(1) Communication présentée par M. P. UGON à la septième Conférence Internationale sur les relais électromagnétiques à Stillwater Oklahoma (U. S. A.) et concernant les relais subminiature construits par LE PROTOTYPE MÉCANIQUE.

a est le nombre d'ampères tours, et

$\frac{\delta \mathcal{P}}{\delta e}$ la dérivée de la perméance de l'entrefer par rapport au déplacement de l'armature mobile.

Examinons d'abord le terme a :

Il est connu que pour un enroulement donné on a :

$$a^2 = K \cdot P$$

P est la puissance Joule dissipée dans l'enroulement,

K est un coefficient qui ne dépend que des dimensions géométriques de cet enroulement et qui varie linéairement avec l'une de ses dimensions.

Ainsi, on sait que dans une bobine de 3 cm de diamètre et 3 cm de hauteur la dépense de 1 mW fournit environ 125 ampères-tours (quel que soit le diamètre du fil employé).

Mais, dans une bobine semblable qui aurait seulement 1 cm de diamètre et 1 cm de hauteur la dépense de 1 mW ne fournit plus que 45 ampères-tours seulement.

On voit donc déjà que, par la nature même des choses, la réduction des dimensions entraînera forcément une réduction théoriquement proportionnelle du « rendement » des milliwatts dépensés dans l'enroulement.

Examinons maintenant le terme $\frac{\delta \mathcal{P}}{\delta e}$, plus délicat à étudier que le précédent :

La perméance $\mathcal{P}$ est ici principalement le rapport $\frac{S}{e}$

S étant la section du circuit magnétique (mm²),

e étant « l'entrefer » (mm).

Comme on ne considère, dans la donnée, que la variation entraînée uniquement par celle de e on peut prendre comme valeur approximative

$$\frac{\delta \mathcal{P}}{\delta e} = \frac{S}{e^2}.$$

Il peut sembler que, $\frac{S}{e^2}$ ayant la dimension d'un nombre pur, ce terme reste inchangé et n'intéresse pas la subminiaturisation.

Cependant, pratiquement, on ne fait pas subir à e le coefficient de réduction appliqué aux autres dimensions.

En effet, si des entrefers de 0,2 et 0,1 mm sont courants dans les relais « normaux », on ne peut guère descendre au-dessous de 0,05 même dans un modèle subminiature.

Il en résulte que le terme $\frac{\delta \mathcal{C}}{\delta e}$ aura tendance à varier comme S c'est-à-dire introduira une diminution de la force disponible dans la proportion du carré de la réduction.

En définitive, on peut donc s'attendre, en réduisant de n fois toutes les dimensions d'un relais donné (sauf l'entrefer) à constater que la force magnétique soit réduite de $n \times n^2 = n^3$ fois.

Ainsi, en pénétrant dans le domaine « subminiature » on aborde inévitablement les problèmes relatifs aux contacts à faible « pression » puisque pour le même nombre de milliwatts qui fournirait par exemple 10 grammes de force utile dans un relais « miniature », cette force sera de l'ordre du gramme ou moins dans le même relais « subminiature ».

C'est assez dire que toute économie dans les frottements sera souhaitable, et l'on pense alors à assurer le pivotement par une lame flexible ou par ruban ou fil de torsion.

Mais un inconvénient apparaît en raison précisément des faibles forces mises en jeu, la suspension doit être si souple que l'équipage mobile devient très vulnérable aux chocs et vibrations.

Restent les pivots rigides qui, moyennant une précision mécanique suffisante assurent un maintien énergique, mais risquent d'absorber beaucoup d'énergie dans les frottements par les réactions apparaissant sur ces pivots au moment du mouvement.

On est ainsi conduit à adopter une disposition telle que les réactions des forces sur les pivots soient aussi faibles que possible.

Cette disposition, connue et utilisée chez plusieurs auteurs consiste à faire en sorte que l'armature mobile soit soumise à un couple dont la résultante sur l'axe sera théoriquement nulle (c'est-à-dire pratiquement négligeable).

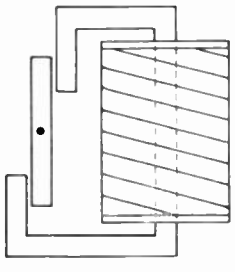


FIG. 1

Cette disposition (fig. 1) constitue déjà une approche intéressante pour la miniaturisation et cependant, lorsqu'on la réalise on constate que les résultats sont nettement inférieurs à ceux que laissaient prévoir les considérations ci-dessus (loi de la puissance 3).

Un examen supplémentaire s'impose donc, qui va nous montrer pourquoi un très petit électro-aimant ne fonctionne pas exactement comme son semblable plus gros.

Considérons en effet deux pièces polaires attirant une armature mobile (fig. 2).

Nous avons vu que la force utile peut être représentée (toutes choses égales d'ailleurs) par $K \frac{s}{e^2}$.

Mais, si les pièces polaires sont un peu « longues » entre la source de flux (enroulement) et l'utilisation (entrefer mobile) en résulte qu'une partie du flux « fuit » d'un pôle à l'autre et que cette fuite peut être représentée par $\frac{S}{d^2}$, S étant la surface fictive qui, soumise à un flux homogène traversant la distance d, ferait apparaître la même force (non utilisée) qui tend à rapprocher les branches polaires.

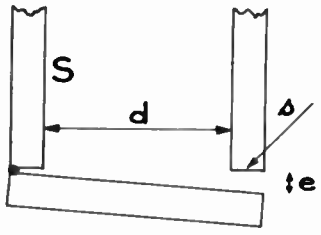


FIG. 2

Le rapport du flux utile sur le flux de fuite (que l'on pourrait appeler « rendement polaire » serait représenté par l'expression

$$R = \frac{\frac{s}{e^2}}{\frac{S}{d^2}} = \frac{s}{e^2} \times \frac{d^2}{S}.$$

Mais, par une considération semblable à celle déjà utilisée ci-dessus, nous voyons que, lorsque les dimensions diminuent, l'entrefer e « ne suit pas » le facteur de réduction.

On voit donc que R va diminuer sensiblement comme d^2.

La seule façon d'éviter ce nouvel obstacle est de réduire la surface de fuite S, c'est-à-dire de placer l'entrefer aussi près que possible de la sortie de l'enroulement.

Mais ici encore surgit une difficulté : les pertes de flux apparaissant de façon dissymétrique sur l'armature mobile, le couple dont nous recherchions tout à l'heure les bienfaits (résultante nulle sur l'axe) nous échappe et nous perdons de ce côté ce que nous avions gagné en réduisant une branche polaire.

C'est ici précisément que se place la nouveauté à laquelle les examinateurs des U. S. Patents viennent de faire droit et qui caractérisent les relais UGON.

Il existe un moyen de rétablir le couple dont la résultante sur le pivot est pratiquement nulle, tout en conservant l'avantage du pôle central très court.

Par une proportion judicieuse des surfaces en présence, nous pouvons égaliser les deux forces qui agissent de part et d'autre de l'armature mobile et nous allons voir que cette égalisation subsiste quelle que soit la position de cette armature (fig. 3).

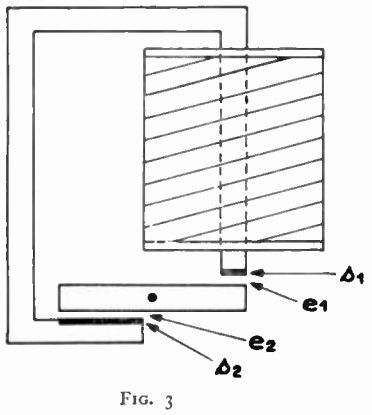


FIG. 3

Reprenons en effet la formule de Picou sous la forme

$$f = A \frac{\delta \mathcal{C}}{\delta e}.$$

dans laquelle A est un coefficient qui dépend du flux dans l'entrefer et des caractéristiques stables de l'électro-aimant.

Soient e_1 et e_2 les entrefers relatifs aux extrémités de l'armature mobile (fig. 3) et f_1 f_2 les forces qui y apparaissent respectivement on a :

$$f_1 = \frac{A_1 s_1}{e_1^2} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{A_2 s_2}{e_2^2} .$$

Si l'on fait en sorte que à chaque instant $e_1 = e_2$, l'égalité des forces f_1 et f_2 s'écrit :

$$A_1 s_1 = A_2 s_2 \quad \text{ou} \quad \frac{s_1}{s_2} = \frac{A_2}{A_1} .$$

Or, A_1 est différent de A_2 (à cause des pertes) mais il est connu que le rapport $\frac{A_2}{A_1}$ est pratiquement constant. Donc $\frac{s_1}{s_2}$ est constant et diffère de 1.

Pour que la condition $e_1 = e_2$ soit satisfaite à chaque instant il faut que l'armature soit équilibrée.

Les forces seront alors égales (et opposées), c.q.f.d.

III. Réalisation pratique

Les considérations théoriques ci-dessus ont donc permis de construire un relais subminiature qui, en dépit de sa petitesse donnait déjà des résultats intéressants quoique encore éloignés de ceux que laissait prévoir la théorie.

Il s'est alors révélé que le choix du métal constituant le circuit magnétique ne pouvait pas s'inspirer des expériences faites sur les relais normaux.

Des métaux fortement réputés par ailleurs, ne nous ont donné que des résultats inférieurs, aussi bien en flux utile, qu'en rémanence.

Là encore il semble donc exister des écarts importants avec les lois de similitude. Peut-être faut-il faire intervenir le fait que, en raison du faible nombre d'ampères-tours, la zone de

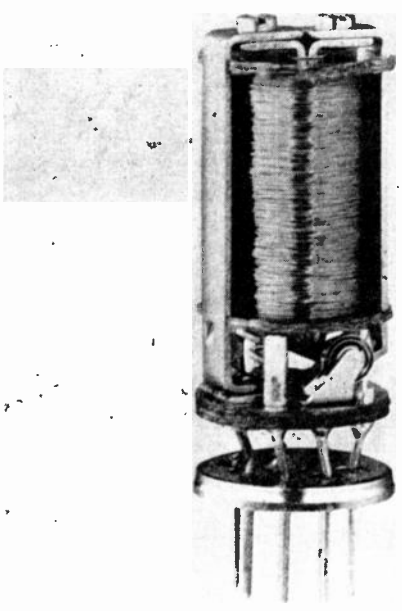


Fig. 4. Hauteur du relais 25 mm. Diamètre du relais 10 mm.

travail du métal magnétique se situe dans les valeurs mal connues de la « perméabilité initiale » ?

Des recherches empiriques, portant surtout sur la métallurgie des ferro-nickels frittés, nous ont permis d'améliorer encore les performances et en même temps de réduire la rémanence à des valeurs inférieures à 10 % pour des surcharges de 300 %.

Ainsi, le fruit de ces travaux a été un relais de 2 cm³, qui pèse 6 grammes environ et dont la valeur peut se traduire par le simple fait qu'il obéit sensiblement à la formule de Picou.

Sa rapidité a permis d'obtenir 800 manœuvres-seconde et un milliard (10^9) opérations.

IV. Contacts

En possession d'une force disponible maxima pour les milliwatts appliqués, il faut maintenant (puisque c'est l'objet du relais) en tirer le meilleur parti pour actionner les contacts.

La question cruciale est donc : quel pouvoir de coupure peut-on obtenir d'un contact dont la « pression » est de l'ordre du gramme ?

Résumons ci-dessous les idées maîtresses qui nous ont permis d'obtenir de ces contacts des performances réservées jusque là aux contacts 20 grammes.

Nous décomposons la tenue d'un contact en trois parties distinctes :

1° La tenue du contact *fermé*.

2° La tenue du contact *allégé*.

3° L'ouverture du contact.

1° Considérons notre contact fermé sous l'effet d'une force de 1 gramme cette force s'appliquant sur une armature mobile (équilibrée) dont le poids est de 0,06 gramme environ, le calcul montre, et l'expérience prouve, que le maintien contre la butée (le contact fixe) est très énergique.

Nous avons constaté expérimentalement qu'une force d'application inférieure au gramme permettait le passage de courants de l'ordre de trois ampères sans dégradation du contact.

Nous devons toutefois signaler que des procédés originaux ont dû être appliqués pour obtenir des surfaces de contact permettant ces résultats.

Ce point étant bien établi, considérons la deuxième partie.

2° Nous appelons contact « allégé » la phase de fonctionnement du relais dans laquelle le courant d'excitation est *presque* égal à la valeur nécessaire pour faire passer le contact mobile d'une position à l'autre.

« La pression de contact » est alors aussi faible qu'on veut et il est bien connu que c'est pendant cette période que surviennent bien des détériorations de contacts.

Mais, ce qui nous intéresse ici, c'est de remarquer que déjà, le contact 1 gramme n'est plus en cause et que un contact 20 grammes est aussi facile à détériorer par allègement qu'un contact 1 gramme.

Les précautions à prendre de ce point de vue ne concernent donc pas seulement les contacts légers mais *tous* les contacts.

Elles consistent à réduire le plus possible les temps d'allègement. Ceci intéresse à la fois le front de courant d'excitation et l'inertie de l'armature mobile. Sur ce dernier point, il est inutile d'insister sur l'avantage d'une armature subminiature.

3° L'ouverture du contact constitue une phase dynamique et transitoire dans laquelle, la pression de contact initiale n'intervient plus du tout.

Cependant il y a tout de même une différence dans les conséquences que nous allons examiner.

Lorsque les conditions électriques du circuit commuté sont telles qu'une détérioration de contacts survient, il peut se produire une micro-soudure qui tend à immobiliser le contact mobile.

Si nous avons affaire à un contact 20 grammes, la force de séparation sera suffisante pour briser cette micro-soudure. On ne s'apercevra donc de rien jusqu'à ce que, par accumulation des brisures, le contact devienne inutilisable, après avoir causé des irrégularités imprévisibles.

Au contraire dans un contact 1 gramme, la micro-soudure ne sera pas brisée et le contact mobile sera immobilisé.

Nous pensons que le remède ne consiste pas à briser les micro-soudures, mais plutôt à étudier le circuit commuté de façon qu'elles ne se produisent pas.

Ceci est parfaitement possible et les circuits de protection sont efficaces lorsqu'ils sont bien étudiés.

Nous espérons avoir montré par ce simple aperçu que la notion de pouvoir de coupure est une disposition d'esprit un peu hâtive et qu'il convient de ne pas rejeter sans examen la possibilité pour le relais Ugon de « couper » 200 millions de fois un circuit alternatif 24 volts 0,5 ampère.

LE CALCULATEUR ANALOGIQUE ROCHAR A-938

L'emploi généralisé du calcul automatique a conduit la Société ROCHAR-ELECTRONIQUE (51, rue Racine, Montrouge), à réaliser et commercialiser le calculateur type A-938. Cet appareil, qui utilise les techniques du calcul analogique, peut être conduit aisément par du personnel non spécialisé. Il fournit, au plus bas prix et dans le minimum de temps, les renseignements nécessaires pour juger des ordres de grandeur et de l'allure générale des solutions aux problèmes posés.

Contrairement aux grandes machines numériques de haute précision, qu'il ne remplace pas mais qu'il complète, il trouve donc sa place dans tous les bureaux d'études et laboratoires.

Il permet de résoudre des systèmes d'équations algébriques linéaires et surtout d'intégrer des équations ou systèmes d'équations différentielles ou intégro-différentielles linéaires, à coefficients et second membres constants. Des dispositifs auxiliaires permettront ultérieurement l'extension du champ d'applications de ce calculateur aux problèmes non linéaires et à ceux qui se traduisent par des équations à coefficients ou seconds membres variables. Sous référence A-973, il existe actuellement un multiplicateur rapide, à quatre quadrants, à diodes.

On doit noter que le calcul analogique, tel qu'il trouve sa mise en œuvre avec le calculateur A-938, permet la plupart du temps de résoudre les problèmes posés sans avoir à écrire sous forme explicite les équations correspondantes.

Principe

Des amplificateurs à courants continus (amplificateurs opérationnels) sont interconnectés à la demande par des éléments extérieurs, résistances et condensateurs, et par des potentiomètres, de façon à imposer à leurs tensions de sortie des relations formellement analogues à celles qui lient les grandeurs physiques du problème traité.

La tension de sortie de l'un ou l'autre de ces amplificateurs, considérée comme inconnue principale, est lue sur un voltmètre incorporé ou enregistrée sur un appareil extérieur.

Composition

Le calculateur comporte les éléments suivants :

— 12 amplificateurs opérationnels,
— 20 potentiomètres d'affichage des valeurs initiales, des constantes d'intégration, et des coefficients,
— un panneau d'interconnexion sur lequel s'enfichent les résistances et condensateurs,
— des dispositifs de commutation, de contrôle et de commande,
— un potentiomètre de haute précision permettant un montage en pont, un réglage initial précis.

Ces éléments permettent de résoudre :

— des systèmes d'équations algébriques linéaires du quatrième ordre au maximum avec les éléments normalement livrables avec l'appareil, avec extension possible au moyen de potentiomètres enfichables ;
— des équations ou systèmes d'équations intégro-différentielles pouvant aller, dans le cas le plus favorable, jusqu'au douzième ordre.

Réalisation

L'appareil se présente sous la forme d'un pupitre comportant une partie inclinée surmontée d'une face verticale. La face inclinée comporte le panneau d'interconnexion et les potentiomètres d'affichage. Les organes de réglage et de commutation, ainsi que le voltmètre, sont groupés sur la face verticale. Les douilles de sortie destinées à l'enregistrement, ainsi que les boutons de commande, sont situés, en retrait, sur le côté droit de l'appareil, à portée commode de la main.

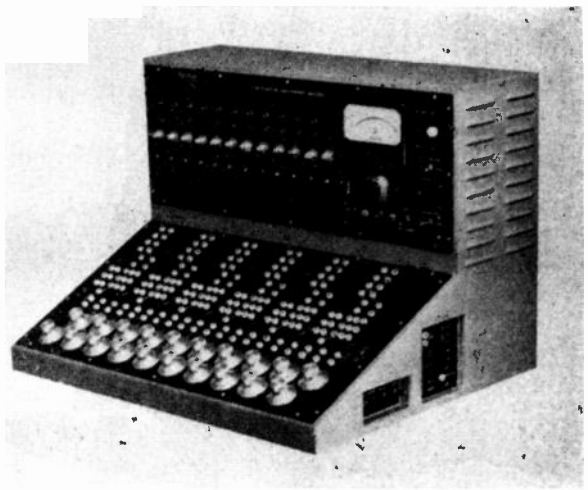


FIG. 5. Calculateur analogique Rochar A-938.

Une trappe amovible, située à l'arrière, permet d'accéder au distributeur fusible et de brancher le cordon d'alimentation secteur.

Le coffret est muni de pieds amortisseurs et d'un ventilateur. Il est protégé par peinture cuite au four. Ses dimensions réduites et son faible poids, permettent aisément de le transporter et de le poser sur une table.

Caractéristiques principales

1° Domaine d'excursion des tensions de sortie des amplificateurs : − 100 à + 100 volts.

2° Impédance de charge minimum : 10 000 ohms en parallèle avec 1 microfarad.

3° Domaine de fréquences : 0 à 1 000 Hz.

4° Dérive des amplificateurs : de l'ordre de 10 mV sur une demi-journée.

5° Gain à vide : 106 dB environ. Gain maximum, l'amplificateur étant monté en multiplicateur par une constante : bien que le rapport 100 (40 dB) soit réalisable, les meilleurs résultats s'obtiennent si la valeur du gain est limitée à 10 environ (20 dB).

6° Valeurs recommandées des constantes de temps d'intégration : les meilleurs résultats s'obtiennent pour des valeurs de l'ordre de la seconde, mais un large éventail est possible.

7° Temps d'établissement des valeurs initiales : de l'ordre de quelques millisecondes. Ceci permet un fonctionnement répété à cadence moyenne.

8° Cadence de répétition automatique : réglable de 0,5 à 10 secondes (6 valeurs fixes).

9° Les étages de sortie des amplificateurs utilisent le montage symétrique série. Leur courant de repos est faible et les alimentations ont pu ainsi être réduites par rapport au montage classique en classe *A*.

10° Sortie enregistreur : ± 100 V, impédance extérieure 50 000 ohms. En tout état de cause on se reportera au même chapitre (§ 2°) la charge totale de l'amplificateur sur lequel est branché l'enregistreur (par le commutateur *D*) devant être au minimum de 10 000 ohms.

11° Consommation totale : 250 VA environ.

12° Alimentation : tension monophasée 50/60 Hz ; 110-120-220-240 volts.

13° Dimensions : 620 × 480 × 510 mm.

14° Poids : 37 kg.

MONOCRISTAUX DE SILICIUM

Une des majeures découvertes résultant de nos recherches dans le domaine des semi-conducteurs, c'est l'incontestable supériorité du silicium comme matériel semi-conducteur. Aussi la Société Chimel S.A., en collaboration avec la Société Knapic Electro-Physics, Inc., a-t-elle commencé à développer un programme plus étendu de recherches et de fabrication afin de satisfaire au besoin industriel de meilleurs matériaux de silicium pour des usages de semi-conductibilité.

De nouvelles techniques développées par la Société Chimel, ont perfectionné les caractéristiques électriques des cristaux du silicium. La tolérance de résistance peut être tenue à moins de 5 % dans un secteur de 0,001 cm ohm jusqu'à 1 000 cm ohm pour les deux matériaux typiques *N* ou *P*. La durée de vie des porteurs minoritaires est supérieure à 200 microsecondes. La chute de tension à travers une jonction de silicium peut être de moins de 0,01 %.

Les essais de qualité sont exécutés sur les cristaux de silicium pour déterminer la résistance, la durée d'action et la densité de dislocation. Chaque cristal est évalué soigneusement afin qu'on puisse s'assurer que le cristal correspond aux spécifications demandées. En plus de la production de mono-cristaux, la Société Chimel continue à développer des méthodes mécaniques pour la fabrication d'appareils de semi-conducteurs et de l'outillage correspondant.

Pour tous renseignements complémentaires s'adresser à : CHIMEL S.A., 5, quai de l'Ile, Genève.

BIBLIOGRAPHIE

La modulation de fréquence — Théorie — Application aux faisceaux hertziens, par J. FAGOT et Ph. MAGNE. Un vol. 15,5 × 24 cm, 676 pages. 393 figures (Société Française de Documentation Electronique, Paris 1959). Prix : 6 950 F.

Cet ouvrage, préfacé par M. R. AUBERT, Directeur Général Technique de la Compagnie Générale de T. S. F., nous fait profiter de l'expérience considérable acquise par les auteurs, qui travaillent depuis une dizaine d'années dans le domaine des faisceaux hertziens à modulation de fréquence ; les différents problèmes rencontrés dans ce domaine sont abordés dans les cinq parties qui composent le volume.

La première partie est consacrée à la propagation des ondes métriques, décimétriques ou centimétriques, aussi bien en visibilité directe, en présence des différentes causes d'évanouissements, qu'au-delà de l'horizon, par le mode de propagation habituellement appelé « par diffusion troposphérique ».

La deuxième partie rappelle les principes de la modulation de fréquence et étudie les distorsions non linéaires dues à la distorsion de phase des amplificateurs, ainsi que la protection contre les bruits, alors que la troisième partie est consacrée aux distorsions non linéaires dues à la propagation par chemins multiples, en particulier dans les feeders désadaptés. Ces notions délicates et importantes sont exposées clairement, et des exemples permettent d'appliquer les formules dans des cas typiques.

Dans la quatrième partie, les auteurs examinent les principaux types d'information transmises sur les faisceaux hertziens, signaux multiples téléphoniques et signaux de télévision ; ils exposent en particulier les différentes méthodes utilisées pour le calcul de la diaphonie dans les multiplex téléphoniques.

Enfin dans la cinquième partie, la plus abondante (environ la moitié de l'ouvrage), on trouvera une description détaillée des différentes solutions techniques utilisées pour la réalisation de chacun des éléments d'un faisceau hertzien à modulation de fréquence, ainsi que des appareils de mesure conçus spécialement pour la maintenance de ces faisceaux hertziens : on trouvera dans ces pages une large documentation, utile non seulement aux spécialistes des faisceaux hertziens, mais aussi à ceux qui travaillent dans les nombreuses techniques voisines.

Un additif complète ce volume en indiquant les dernières recommandations du Comité Consultatif International des Radiocommunications concernant les faisceaux hertziens, à l'issue de la IX^{e} Assemblée Plénière qui s'est tenue à Los Angelès en avril 1959.

L'ouvrage est bien présenté, les formules et les schémas sont très lisibles, et chaque partie est accompagnée d'une abondante bibliographie : ce sera un outil précieux pour tous les ingénieurs et techniciens en contact avec le domaine des faisceaux hertziens, qui a subi depuis quelques années un développement considérable, et est encore actuellement en pleine évolution.

M. T.

Détecteurs de particules (compteurs et scintillateurs), par Daniel BLANC. (Préface du Professeur Y. ROCARD). Un vol. 17 × 25 cm, 324 pages, 126 figures, 33 tableaux (Masson et Cie, Paris 1959). Broché : 3 900 F.

L'essor rapide de la physique nucléaire et de l'énergie atomique s'accompagne de celui des techniques de détection et de dosage. Le maniement des compteurs et des scintillateurs doit être parfaitement connu de tous ceux qui ont à étudier ou à utiliser les particules nucléaires.

Cet ouvrage présente l'ensemble des connaissances sur les détecteurs, tout en développant des questions qui, jusqu'ici, n'avaient pas fait l'objet d'études complètes. C'est ainsi que les problèmes liés aux compteurs à parois de verre et graphitage externe, aux compteurs à halogène et à vapeur pure, aux détecteurs à étincelles et à conduction électrique, au temps de vie et au coefficient de température, sont traités en détail.

Comme l'indique le Professeur ROCARD dans sa préface, « en supposant connus les faits de la physique nucléaire, et sans se lancer dans des développements théoriques qui ne seraient malgré tout que très particuliers — on sait toute la complexité du domaine de la décharge gazeuse — l'auteur donne finalement toutes les explications pour le fonctionnement et tous les renseignements pour l'emploi des appareils décrits. Il a su aussi s'élever au-dessus du domaine des appareils courants, et décrit les plus récents montages, tels que ceux utilisés pour la mise en évidence de l'anti-proton.

Dans les premiers chapitres sont présentées les lignes générales du mécanisme des détecteurs basés sur l'ionisation dans un gaz, dans l'ordre croissant des tensions nécessaires à leur fonctionnement. Les compteurs à conduction sont étudiés ensuite.

Les chapitres suivants sont consacrés aux détecteurs donnant un signal lumineux, scintillateurs, compteurs à effet Cerenkov, et leurs auxiliaires indispensables, les photomultiplicateurs. Pour chaque catégorie de détecteurs, un chapitre spécial est consacré à la détection des neutrons.

Les problèmes liés à la réalisation pratique des détecteurs font l'objet des derniers chapitres. Le lecteur trouvera enfin des tableaux et des graphiques dont l'emploi est indispensable dans l'utilisation pratique des détecteurs, la liste des ouvrages consacrés à ces questions et la table alphabétique des sujets traités.

Plus de 1 500 références bibliographiques permettent de se reporter aux publications originales.

R. O. E.

Analyse des systèmes linéaires (« Analysis of linear systems »), par David K. CHENG. Un vol. 23 × 15 cm, 431 pages, (Addison-Wesley Publishing Company, Reading-Mass, U.S.A. — London, 1959). Prix : $ 8.50.

Ce livre est destiné aux étudiants et ingénieurs en électricité, mécanique, physique, mathématiques appliquées. Le but de l'ouvrage est d'exposer de façon complète les deux étapes essentielles que l'on rencontre dans toute étude d'un système physique :

d'une part l'établissement des équations qui régissent le système en accord avec les lois physiques, d'autre part la solution de ces équations compte tenu des conditions initiales et des conditions aux limites imposées.

L'auteur, sans méconnaître l'intérêt des méthodes classiques, s'attache cependant essentiellement à montrer comment on peut utiliser la transformation de Laplace pour résoudre les équations différentielles ou intégrales.

L'ouvrage est divisé en 11 chapitres :

— Caractéristiques d'un système linéaire.
— Solutions classiques des équations différentielles linéaires.
— Systèmes électriques à constantes localisées.
— Systèmes analogiques.
— Analyse par les méthodes de Fourier.
— La transformation de Laplace.
— Applications de la transformation de Laplace.
— Fonctions et théorèmes divers (fonction impulsion, convolution, etc.).
— Systèmes à contre-réaction.
— Système à échantillonnage ; la transformation *Z*.
— Systèmes à constantes réparties.

L'ouvrage se termine par deux annexes importantes (solutions numériques des équations algébriques. Table des transformées de Laplace), et un index alphabétique. D'autre part, chaque chapitre est accompagné d'un certain nombre de problèmes dont la solution est indiquée également à la fin du livre.

R. O. E.

Actes du «Congrès International de l'Automatique» (Paris, juin 1956). Un vol. 22 × 30 cm de VIII + 638 pages, impression en offset, caractères machine, avec 50 figures dans le texte (Masson et Cie, Paris 1959). Prix : 10 000 F.

L'extraordinaire essor technique de ces dernières années a singulièrement élargi le domaine du possible en matière d'« automatique ». Aussi le Congrès International de l'Automatique qui s'est tenu à Paris en juin 1956, a-t-il revêtu, en faisant le point sur les nouvelles et passionnantes perspectives ainsi offertes, une importance exceptionnelle. Au terme de ces travaux, l'« automatique » apparaît érigée en discipline scientifique. Ses concepts fondamentaux ont été définis ; ses liaisons avec les théories générales précisées. Un large inventaire de ses applications, comme de ses conséquences sur les plans économique et humain, a été établi.

C'est pourquoi le Comité d'Organisation du Congrès a tenu à faire publier l'ensemble des travaux sous forme d'un volume. Les délais nécessités par l'édition de cet ouvrage ont permis aux auteurs de revoir les textes qu'ils avaient élaborés et de les mettre éventuellement en concordance avec l'actualité. Certains d'entre-eux ont même complètement remanié leur rapport, et l'on peut dire que ces actes présentent, au moment de leur publication, un intérêt incontestable d'actualité.

L'ouvrage qui comporte environ 90 textes de communications est divisé en un certain nombre de sections :

— Aspects théoriques.
— Organisation et exploitation.
— Applications industrielles.
— Applications à la machine-outil.
— Manutention.
— Gestion des affaires.
— L'automatique et les machines à calculer.
— Organes et moyens d'exécution.
— Aspect économique et social.

R. O. E.

Initiation aux processus aléatoires (Le Processus de Poisson. Files d'attente. Pannes de Machines), par M. GIRAULT. Un vol. 14 × 22 cm, 120 pages, 15 figures (Dunod, Paris 1959). Broché : 980 F.

Parmi les notions mathématiques (loi de probabilité, corrélation, etc.) qui permettent d'aborder bien des problèmes pratiques et apportent une contribution efficace à leur solution, celle des processus aléatoires trouve de nombreuses applications.

La recherche opérationnelle en fait surgir chaque jour de nouvelles : files d'attente (bateaux, camions, voyageurs, malades au dispensaire, etc.), mais aussi pannes de machines, accidents, constitution de stocks, etc.

Dans le cadre de cette collection consacrée aux « Probabilités, à la Statistique, à la Recherche Opérationnelle » ce manuel aidera ceux qui veulent s'initier aux processus aléatoires et réfléchir à leurs utilisations, chercheurs et étudiants, ingénieurs, techniciens.

Supposant la connaissance des mathématiques classiques et des notions fondamentales du calcul des probabilités, rappelées d'ailleurs, il traite des méthodes classiques employées, à partir d'exemples concrets.

Quelques cas simples sont ainsi étudiés de manière complète et parfois plusieurs solutions d'une même question sont indiquées, permettant de dégager les idées fondamentales.

R. O. E.

Notions sur les circuits d'impulsion, par J.M. FARLEY, (traduit de l'anglais par D. GUINIER). Un vol. 11 × 16 cm, 160 pages, 75 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 960 F.

Dans ce petit livre, l'auteur a supposé que le lecteur était déjà familiarisé avec les tubes électroniques et les éléments des techniques de réception ; d'autre part, les bases de la radioélectricité sont, ou supposées connues, ou rappelées très brièvement et les applications aux impulsions étudiées sans long préambule.

Bien que les mathématiques soient utilisées, à l'occasion, dans un but de concision et de précision, les problèmes sont traités dans l'ensemble sans calculs, en essayant surtout de faire comprendre directement les principes physiques en jeu.

Ce volume est destiné plus spécialement aux physiciens et ingénieurs de recherche qui désirent s'initier aux circuits d'impulsions ; il peut intéresser aussi les radioélectriciens car, s'il contient des références à des théories physiques non élémentaires, elles ne sont jamais indispensables à la compréhension du texte.

R. O. E.

La commande électromagnétique et électronique des machines-outils (2e édition), par A. FOUILLE, J. CANUEL et A. PEUTEMAN. Un vol. 16 × 25 cm, 346 pages, 400 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 3 900 F.

Ce manuel constitue, dans sa nouvelle édition, un exposé d'ensemble où sont traités les problèmes techniques soulevés par l'utilisation de la commande électromagnétique et électronique des machines-outils. Celle-ci tend à se substituer à la commande mécanique en fonction de l'évolution industrielle actuelle caractérisée par un recours croissant à l'automatisme.

D'où l'intérêt de ce livre qui contient, outre une mise à jour d'ensemble, d'importants développements sur les servo-mécanismes et sur les transducteurs et amplificateurs mécaniques qui remplacent dans certains domaines les tubes thermocinétiques.

Les ingénieurs d'étude de la machine-outil y trouveront une analyse critique et comparative des diverses commandes avec des exemples leur permettant de choisir celle qui s'impose.

Les ingénieurs de fabrication pourront y suivre le fonctionnement des contacteurs à l'aide de schémas simplifiés, saisir la synthèse fonctionnelle des équipements, analyser le cycle opératoire et les mouvements des différents organes et sous-ensembles des machines.

R. O. E.

Pratique de la mesure et du contrôle dans l'Industrie, par J. BURTON. (Tome II. Températures. Humidités. Densités). Un vol. 16 × 25 cm, 408 pages, 289 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 4 600 F.

A l'heure actuelle, il n'est plus un seul produit de qualité qui ne soit élaboré, traité ou coulé sans recourir à de nombreux

contrôles. Ces contrôles exigent, bien évidemment, un personnel spécialisé capable de choisir, installer et entretenir correctement les appareils toujours plus complexes mis sur le marché par les constructeurs.

Cet ouvrage dont le premier tome traite du contrôle des pressions niveaux et débits, cherche à répondre à ce problème de formation et aborde dans ce deuxième tome, l'étude des mesures de température, humidité, densité.

L'auteur rappelle les principes qui servent de fondement aux mesures, donne des exemples de calcul pour chaque formule importante, des renseignements pratiques, et décrit le principe de fonctionnement des principaux types d'appareils mis sur le marché.

Les mesures de température, qui prennent chaque jour une place de plus en plus importante dans les processus industriels, y sont aussi particulièrement développées.

Un tel ouvrage intéresse donc les techniciens qui se spécialisent dans la technique du contrôle ainsi que les ingénieurs et professeurs qui ont pour mission de les y former.

R. O. E.

COMMUNIQUÉS

STÉRÉOPHONIE ET RADIODIFFUSION

Au cours de sa séance de mars 1959, le Bureau de la Commission Technique de l'Union Européenne de Radiodiffusion (U. E. R.) a décidé, en raison de l'importance rapidement croissante prise par la stéréophonie de créer un Groupe de Travail, dit Groupe S, chargé d'étudier les incidences sur les techniques de diffusion de cette nouvelle conception sonore.

Le Groupe S, dont le rapporteur est M. J. MATRAS, Ingénieur Général à la R.T.F., a tenu ses premières réunions à Bruxelles du 16 au 19 juin.

Participaient aux travaux :

— Monsieur le Directeur du Centre Technique de l'U.E.R. et ses collaborateurs,

— Messieurs les délégués des radiodiffusions des six pays suivants :

— l'Allemagne fédérale,
— la Belgique,
— la France,
— la Grande-Bretagne,
— l'Italie,
— les Pays-Bas.

Les différents systèmes actuellement en cours d'étude doivent faire l'objet d'expérimentations systématiques, autant dans le domaine de la qualité technique que dans celui des caractéristiques commerciales.

Une nouvelle réunion est prévue pour janvier 1960 en vue de confronter les résultats des expériences entreprises.

Ce n'est donc pas avant le début de l'année prochaine, au plus tôt, qu'une décision sera prise sur le, ou les, systèmes à retenir. En attendant seront poursuivies, à titre tout à fait expérimental, sur les antennes de la R.T.F., les diffusions d'orchestre symphonique en stéréophonie, déjà entreprises.

COLLOQUE SUR LE BRUIT DES MACHINES

Le Groupement des Acousticiens de Langue Française organise un colloque sur le bruit des machines dans l'industrie, qui se tiendra à Paris du 9 au 11 décembre 1959, dans la Salle de la Société des Ingénieurs Civils, 19, rue Blanche.

Les sujets ont été classés sous les rubriques suivantes :

Techniques de mesure, codes d'essai, réglementations.

Bruit d'écoulement :

— Ventilateurs, compresseurs rotatifs, turbo-soufflantes, turbines à vapeur ;
— Machines à piston (moteurs et compresseurs) ;
— Réduction de ces bruits par l'utilisation de silencieux.
— Bruits mécaniques :
— Réducteurs et engrenages ;
— Roulements ;
— Machines à piston ;
— Machines-outils ;
— Réduction de ces bruits par capotage.

Moteurs électriques.

Les séances seront publiques. Toutefois, les personnes qui ont l'intention d'assister au colloque, et qui désireraient recevoir en temps utile les documents s'y rapportant, sont priées de se faire inscrire auprès de la Société des Ingénieurs Civils de France, 19, rue Blanche, Paris-IX^{e}.

Les auteurs des communications voudront bien se faire connaître dès que possible à M. BARON, Président du Groupement des Acousticiens de Langue Française, E.D.F., 189, rue Vercingétorix, Paris-XIV^{e}, en précisant la nature de leur intervention. Ils seront mis ensuite en rapport avec les personnes chargées des exposés de base.

SOCIÉTÉ STOMM

La Société STOMM nous prie de faire connaître qu'à dater du 1er Septembre 1959 et à la suite de récents accords, toutes ses fabrications de *relais électromagnétiques* seront assurées par le Département AMEC de la Sté Anonyme des Anciens Etablissements PERILLAT & Cie, à Orléans.

Dans une nouvelle usine actuellement en construction seront fabriqués avec des moyens de production importants, les relais STOMM bien connus, permettant ainsi à cette firme de satisfaire sa nombreuse clientèle.

Services Commerciaux et Administratifs : AMEC (STOMM), 48 à 56, rue des Carmes, Orléans. Tél. 87.62.65.

OFFRES D'EMPLOI

0.131. — Firme américaine cherche pour Centre de Calcul Electronique à Bruxelles, INGÉNIEURS expérimentés ayant très solides connaissances de base mathématiques, physique, chimie. Ecrire à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 132. — Importante Société Pièces détachées électromécaniques et électroacoustiques recherche pour

DIRECTION TECHNIQUE

Ingénieur confirmé ayant minimum 10 années expérience dans étude matériels similaires ou ensembles les utilisant et connaissances étendues en physique appliquée. Anglais et (ou) allemand. Situation de premier plan et grand avenir. Ecrire à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 133 C. — FIRME RENOMMÉE MONDIALE PARIS recherche :
INGÉNIEURS ÉLECTRONICIENS
25-30 a. DIPL. GDES ECOLES :
E. S. E. ou TÉLÉCOMM.
dispos. quelq. années expér. en
H. F. et U. H. F., p^{r} postes
FABRICATION et DÉVELOPPEMENT
Référ. GZ 56A

Même firme recherche : INGÉN. — LOGICIEN
Référ. GZ 57A
et INGÉNIEURS
Spécialistes
CIRCUITS DIGITAUX
Référ. GZ 58A
Situations intéress. et avenir
p^{r} Candid. format. GDES ECOLES
dispos. BNE EXPER. PRATIQUE
Ecr. en rappelant références à Etude Travail
Applicat. Psychotechn. E. T. A. P.
4, rue Massenet, Paris (16^{e})
qui assure recrutement avec la
PLUS TOTALE DISCRÉTION

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 3^{e} trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. 20. — La gérante : Mme Chiron.

NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
DEC 8 1959

39e ANNÉE - No 391
OCTOBRE 1959
PRIX : 400 FRANCS

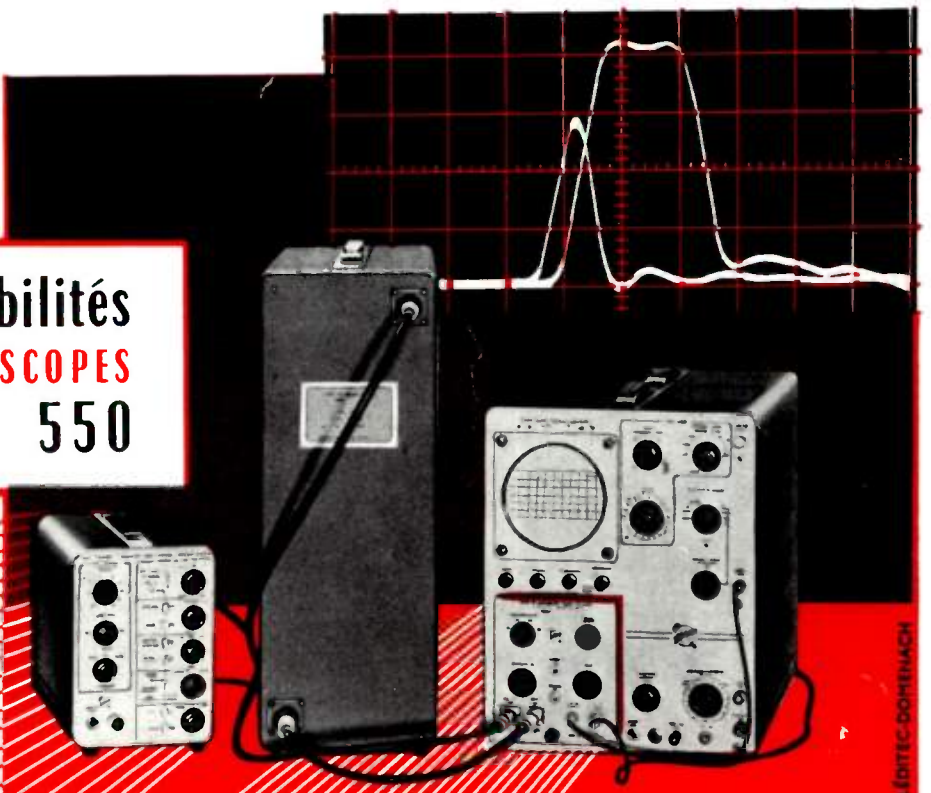
L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

LIAISON HERTZIENNE FRANCE-ANGLETERRE
Faisceaux de 600 voies téléphoniques — Faisceaux de télévision
SOCIÉTÉ LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE

TEKTRONIX

nouvelles possibilités
POUR LES OSCILLOSCOPES
530 - 540 - 550



avec le TEKTRONIX SAMPLING SYSTEM

Le temps de montée d'un Signal répété ultra-rapide peut être mesuré avec un oscilloscope TEKTRONIX d'une des séries 530 - 540 et 550. L'oscilloscope reçoit alors:

- le Nouveau TYPE N SAMPLING PLUG-IN UNIT.

L'ensemble est complété par:

- Le TYPE 110 PULSE GENERATOR AND TRIGGER TAKEOFF.
- Le TYPE 113 DELAY LINE UNIT.

Suivant la nature de la mesure à effectuer et le genre de signal à analyser, plusieurs combinaisons différentes sont réalisables, grâce à la souplesse d'emploi de ces nouveaux appareils.

CARACTÉRISTIQUES

TYPE 113
DELAY LINE
Valeur du retard : 75 n sec. (75.10^{-9} sec)

TYPE N
Temps de montée : 0,6 n sec (approximativement 530 mc)
Impédance d'entrée : 125 ohms
Sensibilité : 50 mv/cm
Vitesse du balayage (équivalence) : 1, 2, 5 et 10 n sec/cm
Points d'exposition : 50, 100, 200 et 500. Taux de répétition : 55 cps minimum à 100 kc maximum

TYPE 110
Temps de montée d'impulsion : $\frac{1}{4}$ n sec. Durée minimum : approx 0,4 n sec.
Impédance de sortie : 50 ohms sur une sortie, 125 sur deux sorties
Taux de répét° : 700 à 800/sec
TRIGGER. Entrée à 50 ou 125 ohms. Amplification ou atténuation des signaux compris entre 50 mv et 5 v

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE ET UNION FRANÇAISE

RELATIONS TECHNIQUES INTERCONTINENTALES
134, AV. MALAKOFF - PARIS-16e • PASSY 08.36 - KLÉBER 54-82
S. A. R. L. AU CAPITAL DE 50.000.000 DE FRANCS

AUX U.S.A. : Tous renseignements aupres de MAURICE I. PARISIER & Co, Electronics and industrial Engineering, 741-745 WASHINGTON STREET, NEW-YORK 14, N. Y

Agence PUBLIEDITEC-DOMENACH

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **OCTOBRE 1959** **N° 391**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Equipements de faisceaux hertziens dans la bande 3 800-4 200 MHz	J. DASCOTTE	769
Les antennes dans l'espace	M.G. CHATELAIN	785
Carcinotrons du type O fonctionnant sur une longueur d'onde de 2 mm	M. YEOU-TA	789
Convertisseur continu-continu régulé à transistors	M.A. TAILLEUR	795
Quelques aspects actuels de la recherche opérationnelle	J. BOUZITAT	802
Influence du courant de grille sur les oscillations d'une triode	L. SIDERIADES J. BITOUN	810
Etude théorique et fonctionnement physique d'un intégrateur logarithmique	R.G. NICOLO	816
De la télévision en noir et blanc à la télévision en couleurs	M. SANTOS M. DINTZNER	823

Informations:

Bibliographie	766, 827
Documentation technique	827
Communiqués	828

Sur notre couverture :

LIAISON FRANCE-ANGLETERRE

Les caractéristiques d'un faisceau hertzien à 3 canaux de télévision et 3 canaux de 600 voies téléphoniques, dont la réalisation a été partagée entre Le Matériel Téléphonique et Standard Telephones and Cables, ont été déterminées par le Centre National d'Etudes des Télécommunications en accord avec le General Post Office.

La Société Le Matériel Téléphonique avait déjà établi, en 1932, la première liaison en ondes centimétriques au-dessus de la Manche.

LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE, 46, quai de Boulogne, Boulogne-sur-Seine. — MOL. 50.00.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 8 700 F , Etranger, 4 100 — Prix de ce numéro : 400 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M. P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.
1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Science.
1938 † P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
1956 † R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e. r.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union et de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM. S. ALBAGLI, Chef du Laboratoire Radio-Radar de la Marine.
H. ANGLÈS d'AURIAC, Secrétaire Général du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. BERNIER, Ingénieur en Chef au Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la C.S.F.
E. COURTILLOT, Adjoint à la Direction du Groupe Electronique de la C.F.T.H.
J. DASCOTTE, Chef du Service Electronique Industrielle à la Société L.M.T.
J. DUFOUR, Ingénieur au Laboratoire de Recherches de la Direction Générale des P.T.T. à Berne (Suisse).
H. FOREY, Directeur des Recherches Société LIP.
J. LABEYRIE, Chef de la Section d'Electronique Physique au C.E.A.
M. CHABROL, Ingénieur à la C.F.T.H.
P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications. Direction de Services Radioélectriques.
Ed. GEFFROY, Président Directeur Général de la Société Férisol.
G. GINIAUX, Directeur Technique des Editions Chiron.
Général GUERIN, Président du Comité d'Action Scientifique de Défense Nationale.
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
J. POLONSKY, Directeur Technique du Département Etudes Télévision de la C.S.F.
M. VIDREQUIN, Président Directeur Général de T.R.T.
P. CHAVANCE, Chef du Service « Télécommunications » de la C.F.T.H.
C. DUMOUSSEAU, Chef de Service au L.C.T.
N. FELICI, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.
B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.
Ch. GUILLAUD, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
P. HERRENG, Directeur des Laboratoires du Département « Energie Nucléaire, Télécommunications, Electronique » de la S.A.C.M.
J. LAMARCHE, Ingénieur Général de 2e classe des Télécommunications, Directeur des Services techniques de la Société de Radiodiffusion de la France d'Outre-Mer.
R. de VERDIÉRE, Ingénieur en Chef des P.T.T.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. P. ANDRIEUX, Ingénieur dee Télécommunications.
H. NOZIÈRES, Directeur des Usines de Tubes Electroniques à Société La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Société L.T.T.

WRH

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R

Président désigné pour 1960

M André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM R CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE M. ROBIN
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. RIVERE	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

Vice-Président. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision à la R.T.F.

Secrétaire. — M. R. LIEBAERT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Lille.

Secrétaire-Adjoint. — M. J. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO-ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivites	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivite.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux . . . . . +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique**.

INFORMATIONS

BIBLIOGRAPHIE

Paris Symposium on Radio Astronomy. Un vol. 16 × 24 cm, 612 pages, nombreuses figures (Stanford University Press, Stanford, USA, 1959). Relié : $ 15.00

Cet ouvrage important, édité sous la direction de Ronald N. BRACEWELL, comporte les textes des communications présentées au Congrès International de Radio-Astronomie qui s'était tenu à Paris du 30 août au 6 septembre 1958. (Les communications présentées en langue française au Congrès sont également publiées en langue française dans l'ouvrage ; les autres communications sont en langue anglaise).

Rappelons que ce Congrès avait été organisé conjointement par l'Union Astronomique Internationale et par l'U.R.S.I.

Les communications sont classées en six groupes :

1° La lune et les planètes ;

2° Le soleil ;

3° Sources radioélectriques galactiques et extragalactiques ;

4° La structure macroscopique des galaxies ;

5° Sources radioélectriques discrètes et Univers ;

6° Mécanismes de l'émission solaire et cosmique.

Chaque groupe de communications comporte, en guise d'introduction, comme il avait été prévu par les organisateurs, une communication qui est un exposé général du sujet : les conclusions font également l'objet d'une communication spéciale. D'autre part, chaque communication est suivie du compte-rendu de la discussion à laquelle elle a donné lieu. En tout, c'est un ensemble de 107 communications qui est publié dans ce livre. Ajoutons encore que l'on trouve, à la fin du volume, la liste de tous les participants au Congrès, ainsi qu'un index alphabétique.

Cet ouvrage, remarquablement présenté et édité, sorti de presse en juillet 1959, c'est-à-dire moins d'un an après le Congrès (fait particulièrement rare et qui mérite d'être signalé) constituera un document de travail extrêmement utile pour tous ceux qui s'intéressent aux différents aspects de cette science récente et en pleine évolution qu'est la Radio-Astronomie.

L.J.L.

Radioélectricité Générale, par H.M. VEAUX. Un vol. 16 × 25 cm, 424 pages, 424 figures (Eyrolles, Paris 1959). Broché : 3500 F.

Le présent ouvrage tire son origine du cours professé par l'auteur à l'Ecole d'Electricité et de Mécanique Industrielles (Ecole VIOLET). Un extrait de la table des matières montrera l'étendue du sujet traité, qui couvre aussi bien la théorie et la technique des circuits et des antennes, que la propagation des ondes, la technique des hyperfréquences et même la technologie des pièces détachées de base.

L'ouvrage comporte 12 chapitres.

— Spectre des émissions radioélectriques ;

— Procédés généraux d'étude des circuits ;

— Circuits à constantes linéaires concentrées (circuit simple — circuits couplés) ;

— Circuits à constantes réparties de dimensions appréciables par rapport à la longueur d'onde ;

— Généralités sur le rayonnement d'une antenne ;

— Généralités sur le rayonnement dirigé — Systèmes simples ;

— Antennes à grande directivité ;

— Propagation des ondes dans les milieux simples;

— Propagation des ondes à la surface du globe ;

— Antenne de réception ;

— Technique des hyperfréquences ;

— Matériaux et pièces détachées en radioélectricité.

M. VEAUX a su traiter cet ensemble de sujets, qui constituent l'essentiel de toute étude générale de la Radioélectricité, en conservant toujours présent à l'esprit le point de vue didactique de l'ouvrage : l'énoncé de formules ou de résultats est accompagné des éléments correspondants de démonstration ; d'autre part, de nombreux exemples pratiques viennent illustrer les exposés généraux. Des références sont également faites aux règlements et documents des Organismes Internationaux de Radiocommunications.

L'ensemble de l'ouvrage qui comprend plus de 400 pages, est dense, dans le fond comme dans la forme, mais parfaitement assimilable par des étudiants ayant acquis les connaissances de physique générale nécessaires. Ce livre constituera d'ailleurs un outil de travail précieux non seulement pour les étudiants, mais également pour beaucoup de techniciens qui pourront, à l'occasion, le consulter avantageusement pour se remettre en mémoire ou préciser tel ou tel point particulier.

L.J.L.

Machines à calculer électroniques arithmétiques et analogiques, par M. PELEGRIN, (Préface de P. DE VALROGER). Un vol. 16 × 25 cm, 411 pages, nombreuses figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 4 400 F.

Les machines à calculer électroniques, qui permettent la résolution simple de problèmes difficilement abordables autrement, connaissent une application croissante. Cependant, en France, aucun ouvrage important n'avait été publié jusqu'ici sur ce sujet.

Le nouveau livre de M. PELEGRIN, issu d'un cours de « Calculatrices » professé à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique, traite des machines électroniques analogiques sans lesquelles certains de nos enseignements, comme celui de la mécanique du vol, ne sauraient se concevoir, et précise leur domaine d'application parmi les moyens de calculs automatiques.

Le domaine des machines analogiques n'est pas limité aux machines à courant continu : les machines à courant porteur, les cuves rhéographiques, les réseaux à résistances sont étudiés.

La deuxième partie de l'ouvrage, qui concerne les machines électroniques arithmétiques, est particulièrement développée en raison des difficultés de l'organisation logique des calculatrices et de l'augmentation de leur emploi.

M. PELEGRIN étudie, de façon approfondie, l'association de machines arithmétiques et d'organes physiques du type analogique rendue nécessaire par l'automatisation.

Citons, dans la dernière partie, l'étude des analyseurs différentiels arithmétiques et la description de machines conçues pour la résolution d'un seul problème (calculateurs de racines, autocorrélateurs, etc.).

Bien que demeurant un livre d'enseignement par sa conception même et la progressivité de son exposé, cet ouvrage clair et bien présenté est à recommander à l'ingénieur et surtout à l'ingénieur débutant à qui il apportera une documentation de base sur les différents types de machines, leurs principes, leurs structures, leur technologie, leur mode d'utilisation,...

R.O.E.

Cours élémentaire de mathématiques supérieures (tome III, 2e édition), par J. QUINET. (Préface de R. BARTHELEMY, membre de l'Académie des Sciences). Un vol. 16 × 25 cm, 260 pages, 176 figures (Dunod, Paris 1959). Broché : 960 F.

Consacré au calcul différentiel et intégral et à la géométrie analytique plane, ce manuel publié dans le cadre de la « Biblio-

(voir suite page 827).

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ÉQUIPEMENTS DE FAISCEAUX HERTZIENS DANS LA BANDE 3 800-4 200 MHz, par J. DASCOTTE, *Chef du Service Electronique Industrielle à la Société « Le Matériel Téléphonique »*. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 769 à 784).

On décrit dans cet article un nouvel équipement de faisceau hertzien français dont la version télévision a été récemment installée entre Lille en France et Folkestone en Angleterre avec deux canaux bilatéraux pour télévision 819 lignes. Ces canaux sont juxtaposés à deux canaux d'une capacité de 600 voies téléphoniques chacun, construits par la Société anglaise Standard Telephone And Cables et en cours d'essais.

L'extension prévue à 3 canaux télévision et 3 canaux téléphonie fera de ce câble hertzien une artère internationale à capacité maximum et de qualité CCIR.

Les équipements français présentent plusieurs dispositions nouvelles ; en particulier le même bâti est utilisé dans les stations terminales et les répéteurs.

LES ANTENNES DANS L'ESPACE, par M.G. CHATELAIN, *Senior Electronics Engineer, Antenna Research Laboratory, Convair Astronautics, Division de la General Dynamics Corporation, San Diego - Californie*. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 785 à 788).

La puissance des émetteurs étant limitée par le poids et l'amplification des récepteurs par le bruit de fond, les antennes utilisées pour les radiocommunications dans l'espace jouent un rôle primordial. Ces antennes doivent satisfaire de sévères exigences : très large bande (effet Doppler), polarisation variable,... La théorie angulaire sur les antennes et plus spécialement la réalisation d'antennes en forme de spirale équiangulaire sphérique semblent pouvoir remplir ces conditions.

L'augmentation continue des vitesses atteintes fera rapidement appel à de nouvelles solutions dont les bases possibles sont rapidement exposées.

CARCINOTRONS DU TYPE O FONCTIONNANT SUR UNE LONGUEUR D'ONDE DE 2 mm, par M. YEOU-TA, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 789 à 794).

Après examen des limitations au fonctionnement des « Carcinotrons O » aux très hautes fréquences, on expose des bases de réalisations au voisinage de 2 mm et de premiers résultats expérimentaux sur 2,1 mm et 1,8 mm.

CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU RÉGULÉ A TRANSISTORS, par M.A. TAILLEUR, *Ingénieur à la Compagnie I.B.M.-France*. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 795 à 801).

Cet article décrit un nouveau type d'alimentation continue régulée à transistors. Cette alimentation est composée d'éléments distincts qui sont étudiés séparément :

— Le convertisseur lui-même, ou circuit gros fil.

— Le circuit fil fin qui groupe 3 types de plaquettes au maximum : l'oscillateur pilote, la détection d'écart, et éventuellement une plaquette « driver ».

Un exemple de réalisation d'une alimentation 100 W est donné, ainsi que ses caractéristiques.

QUELQUES ASPECTS ACTUELS DE LA RECHERCHE OPÉRATIONNELLE, par J. BOUZITAT, *Ingénieur en Chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques*. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 802 à 809).

Après avoir cherché à dessiner la physionomie générale de l'« événement » que constitue la Recherche Opérationnelle — sa continuité avec le passé, l'esprit nouveau qui y préside — et après un bref rappel historique, le présent article s'efforce de dégager quelques principes de synthèse permettant de caractériser l'activité actuelle des chercheurs opérationnels dans l'analyse scientifique des décisions humaines.

Il donne ainsi un aperçu, nécessairement schématique, des modalités qui en assurent généralement l'efficacité et des techniques qui lui sont nécessaires pour étudier les diverses classes de situations (théorie des programmes, théorie des processus stochastiques, théorie des jeux).

INFLUENCE DU COURANT DE GRILLE SUR LES OSCILLATIONS D'UNE TRIODE, par L. SIDERIADES et J. BITOUN, *Centre de Recherches Scientifiques Industrielles et Maritimes de Marseille, C.N.R.S.* Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 810 à 815).

Le courant de grille joue un rôle non négligeable sur la forme et l'existence des oscillations classiques observées avec un tube triode. Il détermine une zone de freinage pour l'affixe représentatif du système dans le plan des phases, et diminue la fréquence des oscillations, ainsi que la possibilité de les obtenir. L'étude du rôle des divers paramètres permet ainsi de définir un schéma type réel comprenant : une résistance de faible valeur, si elle est en série avec la self du circuit de grille, ou de valeur quelconque si elle se trouve entre grille et cathode, ainsi qu'une capacité de faible valeur en parallèle sur cette self, ou de valeur élevée en série.

ÉTUDE THÉORIQUE ET FONCTIONNEMENT PHYSIQUE D'UN INTÉGRATEUR LOGARITHMIQUE, par R.G. NICOLO. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 816 à 822).

L'appareil faisant l'objet du présent article est un appareil de comptage qui fournit un signal de sortie d'amplitude proportionnelle au logarithme décimal.

Le principe de fonctionnement est basé sur celui des pompes à diodes qui — je le signale — peuvent recevoir des signaux des deux polarités (positive et négative).

Le circuit complet comporte des circuits correcteurs des erreurs dues aux temps de résolution, constantes de temps, et diodes elles-mêmes.

En ce qui concerne ces dernières, la courbe d'erreur montre que l'on peut obtenir des mesures précises de l'ordre de 1 %.

DE LA TÉLÉVISION EN NOIR ET BLANC A LA TÉLÉVISION EN COULEURS, par MM. SANTOS et DINTZNER, *Ingénieurs du Département Télévision des Etablissements Petit*. Onde Electrique d'octobre 1959 (pages 823 à 826).

Les particularités du nouveau dispositif de télévision polychrome, mis au point par les Etablissements Petit, résident dans le fait que deux canaux seulement sont nécessaires à la retransmission de l'image.

La transmission simultanée conserve ainsi l'avantage d'une excellente définition et une grande exactitude des couleurs.

De plus, la simplicité du système a rendu possible la réalisation d'une petite caméra (poids : 5 kg). Le prix de revient des récepteurs est relativement bas. Cette technique prévue initialement pour la télévision médicale assure une facilité de manipulation et une parfaite stabilité des images. Elle peut sûrement se généraliser dans d'autres applications.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SOME ASPECTS OF OPERATIONAL RESEARCH, by J. BOUZITAT, *Ingénieur en Chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques*. Onde Electrique, October 1959 (pages 802 to 809).

After having oultined the general characteristics of Operational Research, with emphasis on its continuity with the past, and on the new outlook that now prevails, a brief historical review is given. The author then sets out to establish certain synthetic principles for the characterisation of the present activities of research workers in the field of human decision.

Thus he gives a summary, necessarily in outline only, of modalities which ensure the general effectiveness of the work, and techniques which are necessary for the study of different kinds of situation (theory of programmes, theory of stochastic processes, theory of games).

THE INFLUENCE OF GRID CURRENT ON OSCILLATIONS OF A TRIODE, by L. SIDERIADES and J. BITOUN, *Centre de Recherches Scientifiques Industrielles et Maritimes de Marseille, C.N.R.S.* Onde Electrique, October 1959 (pages 810 to 815).

The part played by grid current in the production of oscillations by a triode, and on the form of the oscillations, is not negligible. Grid current defines a limiting region for the system in the Nyquist diagram ; it also reduces the frequency of the oscillations and makes their production more difficult.

A study of the roles of the different parameters allows the effect of grid current to be represented by a small resistance in series with the grid circuit inductance, or by a resistance of any value between grid and cathode, together with a small value of capacitance in parallel with the grid circuit inductance, or a large value in series.

THEORETICAL STUDY AND METHOD OF OPERATION OF A LOGARITHMIC INTEGRATER, by R.G. NICOLO. Onde Electrique, October 1959 (pages 816 to 822).

The article describes a computer which gives an output signal proportional to the logarithmic to the base 10.

The operation is based on diode pumps, which can receive signals of two polarities, positive and negative.

The complete apparatus include circuits for correcting for errors due to time of resolution, time constants and for the diodes themselves.

Concerning the latter, the error curves shows that a precision of about 1 % can be obtained.

FROM MONOCHROME TO COLOUR TELEVISION, by MM. SANTOS et DINTZNER, *Ingénieurs du Département Télévision des Etablissements Petit*. Onde Electrique, October 1959 (pages 823 to 826).

The special feature of the colour television system developed by the Petit organisation is that only two channels are necessary for the transmission of the picture.

The simultaneous transmission ensures both good definition and faithful colour reproduction.

Above all the simplicity of the system has resulted in a small camera (5 kilos). The price of the receivers is relatively low. This technique which was originally developed for medical television ensures ease of operation and perfect stability of pictures. It will be generally employed in other applications.

3 800 - 4 200 Mc/s RADIO LINK EQUIPMENT, by J. DASCOTTE, *Chef du Service Electronique Industrielle à la Société « Le Matériel Téléphonique »*. Onde Electrique, October 1959 (pages 769 to 784).

A description is given of the new radio link equipment of which the new television link recently installed between Lille in France and Folkestone in England is an example. This has two double side band channel for 819 line television. These channels operate side by side with two 600 way telephone systems, which were manufactured by Standard Telephones and Cables Ltd. and are now under test.

It is planned to extend to three television channels and three channels for telephone which will make this radio link an international artery of maximum capacity and having C.C.I.R. performance standards.

The French apparatus includes many novel features, in particular the same mounting is used at both terminal and repeater stations.

ANTENNAS IN SPACE, by M.G. CHATELAIN, *Senior Electronics Engineer, Antenna Research Laboratory, Convair Astronautics, Division de la General Dynamics Corporation, San Diego - Californie*, Onde Electrique, October 1959 (pages 785 to 788).

The power of transmitters is limited by weight and the amplification of the receiver by basic noise, the antennas used in space radio communication therefore play an important role. These antennas must satisfy the most severe demands : very wide bandwidth (Doppler effect), variable polarisation. The angular theory applied to antennas, and more particularly the development of antennas in the form of spherical equi-angular spirals appears to be capable of fulfilling these conditions.

The continual increase in the velocities obtained will quickly call for new solutions, the fundamentals of which are briefly explained.

TYPE O CARCINOTRONS WORKING AT 2 mm WAVELENGTH, by M. YEOU-TA, *Compagnie Générale de T.S.F.*, Onde Electrique, October 1959 (pages 789 to 794).

After an examination of the working limitations of a Carcinotron at very high frequencies, the basis for the development of apparatus working at wavelengths of about 2 mm is discussed and experimental results on 2.1 and 1.8 mm are given.

TRANSISTORISED REGULATED D.C. CONVERTOR, by M.A. TAILLEUR, *Ingénieur à la Compagnie I.B.M.-France*. Onde Electrique, October 1959 (pages 795 to 801).

The article describes a new transistorised type of regulated d.c. power supply. The supply unit consists of separate elements which are discussed separately :

— The convertor itself, a heavy current circuit.

— The light current circuit which includes a maximum of 3 units — the pilot oscillator, the error detector and finally a driver unit.

An example of a 100 W unit is given and its characteristics are described.

ÉQUIPEMENTS DE FAISCEAUX HERTZIENS DANS LA BANDE 3 800 - 4 200 MHz

PAR

J. DASCOTTE

Chef du Service Electronique Industrielle
à la Société Le Matériel Téléphonique

Introduction

Un nouveau système de faisceaux hertziens est en cours d'installation entre la tour PTT de Loos auprès de Lille et Folkestone en Angleterre, avec deux stations répéteur : l'une à Cassel et l'autre à Fiennes à quelque distance de Calais. Ce système comprendra dans un premier stade deux canaux pour télévision 819 lignes (ou autres définitions) et deux canaux prévus chacun pour 600 voies téléphoniques ; ces quatre canaux seront ultérieurement portés à six et dès maintenant les filtres de branchement, les alimentations et les installations annexes sont en place pour cette extension.

L'accord entre les Administrations des deux pays a conduit à répartir le travail de la façon suivante : les équipements des canaux de télévision et la liaison de télésurveillance seront de technique et de construction françaises, tandis que les équipements des canaux de téléphonie, les antennes et filtres de branchement seront de technique et de construction anglaises (Société STANDARD TELEPHONE AND CABLES)

Les deux Sociétés qui déjà associées par delà la Manche, ont ainsi été appelées à coopérer au même système, disposent toutes deux d'équipements pour téléphonie et pour télévision mais le présent article sera limité à la description des équipements de faisceaux hertziens LMT qui viennent d'être installés pour la télévision ; la description des systèmes d'antennes et filtres de branchement, ainsi que des équipements des canaux téléphonie pourra faire l'objet d'une publication ultérieure après que ces éléments auront été réceptionnés.

En 1932 était établie entre la France et l'Angleterre la première liaison en ondes centimétriques, réalisée par les Ingénieurs des Laboratoires de la Société LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE, en partant de localités très voisines des sites actuellement utilisés.

Depuis cette date la technique des faisceaux hertziens a évolué, mais sous l'apparente dispersion des solutions actuellement connues on retrouve toujours la même préoccupation d'assurer un service de télécommunication sous la forme d'un canal aussi large que possible et à l'intérieur duquel le temps de transmission soit aussi constant que possible.

1. Conception générale

Il est fréquent d'entendre dire que les équipements électroniques, du fait même de leur complexité, sont astreints à réaliser des compromis entre des exigences contradictoires. En ce qui concerne les faisceaux hertziens à large bande, l'évolution nous apparaît caractérisée beaucoup moins par une suite de compromis que par une sorte d'obstination à faire sauter l'un après l'autre les obstacles que l'on rencontre inévitablement sur la voie de l'établissement d'une télécommunication à large bande utilisable pour le service d'une information de plus en plus riche et de moins en moins sensible aux perturbations.

Dans l'évolution des études de ce genre d'équipement, se présente à de nombreux moments, l'opportunité d'un choix entre des solutions immédiates correspondant à l'utilisation de circuits ayant fait leurs preuves et dont il suffirait de compenser les défauts, et entre des solutions plus générales qui permettent de résoudre chaque problème d'une façon large, non seulement dans le cadre du problème immédiatement posé, mais dans la perspective d'une extension du service.

La chaîne de décisions qui a abouti aux équipements de faisceaux hertziens LMT dans la bande 3 800-4 200 MHz peut être décomposée entre des « prises d'avantages » résultant par exemple du choix d'un tube à ondes progressives plus puissant, et d'autre part entre des décisions de « non facilité » dont un bon exemple est la recherche de circuits

moyenne fréquence à variation réduite du temps de transmission dans le but de s'affranchir de trop nombreuses compensations ou égalisations de phase, inévitables avec des circuits décalés qui auraient été plus simples à mettre en œuvre.

De telles considérations ne sont pratiquement valables que si l'on peut gagner à la fois sur les deux tableaux des performances globales et également de l'économie des moyens répétitifs : prix de fabrication, temps de réglage, moyens de maintenance : si une solution présente un avantage de ces deux différents points de vue, nous estimons qu'elle doit être préférée, fût-ce au prix d'un travail de laboratoire accru, qui n'aura à être consenti qu'une seule fois.

Dans cette perspective, les équipements LMT décrits plus loin ont été aiguillés de façon à aboutir à une structure qui présente les avantages suivants :

1° Utilisation optimum de la bande allouée à chaque canal ;

2° Création de marges de sécurité par rapport aux performances garanties ;

3° Précautions permettant la juxtaposition d'un grand nombre d'équipements sans diminution des performances ;

D'autre part, on s'est efforcé d'obtenir une sécurité accrue de fonctionnement et une simplicité de fabrication et de réglage aussi grande que possible grâce à :

4° Modulation directe en moyenne fréquence par tubes traditionnels ;

5° Un seul et même bâti pour le terminal et pour le répéteur ;

6° Effort vers le minimum de tubes ;

7° Effort vers la suppression des réglages d'exploitation.

1.1. L'utilisation optimum de la bande allouée a chaque canal

A l'intérieur des bandes allouées par le CCIR pour chaque canal on s'est efforcé d'obtenir autour d'une fréquence centrale une bande passante utilisable aussi large que possible (aspect amplitude) et également aussi linéaire que possible (aspect constance du temps de transmission).

On est ainsi arrivé à des équipements qui sont valables aussi bien pour la télévision que pour plusieurs centaines de voies téléphoniques, les deux types de transmission ne se distinguant pratiquement que par des particularités des amplificateurs vidéofréquence, à l'intérieur des châssis modulateur et démodulateur.

Les obstacles principaux rencontrés ont été les variations de temps de transmission dans les chaînes d'amplification moyenne fréquence et les adaptations rigoureuses de l'entrée du récepteur et de la sortie de l'émetteur.

1.2. Création de marges de sécurité par rapport aux performances garanties

Cet effort se traduit par le fait que chaque fois qu'une performance particulière a pu être envisagée, sans augmentation du prix de série des équipements, l'étude a été poussée au-delà du besoin immédiat, jusqu'au point où la performance considérée a été jugée suffisamment bonne pour ne pas introduire de limitation dans la perspective d'une extension du service. Ainsi à chaque moment de l'histoire de son développement, cet équipement a eu sa capacité limitée par un seul organe que l'on n'avait pas su encore élargir.

Ici intervient par exemple le choix du tube émetteur. Il importe peu de savoir que les besoins immédiats pourraient être satisfaits avec un tube d'un watt tant que la pression peut être maintenue sur les constructeurs de tubes pour obtenir une puissance plus grande avec un volume d'alimentation comparable.

La même considération apparaît pour le facteur de bruit des récepteurs où un ou deux décibels gagnés ne sont pas à négliger ; s'il ne sont pas obtenus au détriment de la simplicité de fabrication ces deux premiers facteurs ne donnent cependant pas à l'industriel une marge considérable étant donné que tous les constructeurs présentent à quelques années d'intervalle des performances comparables de ces points de vue. Par contre, il est apparu que l'effort de laboratoire était extrêmement payant pour augmenter les marges de sécurité sur les bruits de distorsion et d'intermodulation et les différences pratiques rencontrées lorsqu'on analyse la capacité des faisceaux hertziens depuis l'origine de cette technique tiennent pour une bonne part à l'amélioration d'organes tels que le discriminateur ou le limiteur, ou à la réduction des réflexions dans les guides d'onde. L'introduction généralisée d'isolateurs dans tous les équipements a amélioré considérablement les performances de ce point de vue particulier des distorsions par réflexion dans les guides d'onde, mais il n'en demeure pas moins que les adaptations rigoureuses restent un problème sous les deux aspects de performances accrues et d'interchangeabilité sans reprise des réglages.

1.3. Précautions permettant la juxtaposition d'un grand nombre d'équipements

Une des difficultés essentielles que l'on rencontre dans la conception d'un équipement de faisceaux hertziens est qu'il est difficile de prévoir les interférences qui se produiront lorsqu'un grand nombre d'équipements seront juxtaposés : c'est l'expérience seule qui permet de juger des points à surveiller. Cette expérience nous a conduit à des blindages particulièrement soignés de certains organes et a eu des répercussions sur la mise en place optimum de ces organes dans un bâti.

D'un autre point de vue, l'obtention de performances sur certains châssis et la nécessité de retrouver ces performances en fabrication courante conduisent à généraliser des techniques de blindage qui permettent par exemple de considérer isolément chaque circuit interétage d'un amplificateur moyenne fréquence.

Cette conception se traduit pour les châssis de la chaîne moyenne fréquence par une structure formant guide d'onde à fréquence de coupure élevée vis-à-vis de la fréquence de travail.

Pour des sous-ensembles tels que les mélangeur d'émission et mélangeur de transposition cette conception a conduit LMT à développer une forme particulière d'hybrides en guide d'ondes rentrant à l'intérieur de châssis équipés de tubes traditionnels.

1.4. Modulation directe en moyenne fréquence par tubes traditionnels

Sous l'influence du Centre National d'Etudes des Télécommunications, cette solution est généralisée parmi les constructeurs français, mais se rencontre très rarement dans la technique étrangère.

Il y avait ici à l'origine un compromis : chacun admettait qu'une modulation plus linéaire pouvait être obtenue avec des klystrons reflex mais au prix d'un équipement beaucoup plus volumineux et coûteux ; la modulation de fréquence directe sur la moyenne fréquence et particulièrement à 70 MHz semblait devoir payer sa simplicité incontestable par l'inconvénient d'une limitation de la linéarité à une qualité correspondant à 240 voies téléphoniques.

Il apparaît maintenant que cette solution est moins restreinte et présente des possibilités d'élargissement très satisfaisantes jusqu'à 600 voies au moins. La répercussion sur les équipements LMT a été d'aboutir à un seul bâti pour la station terminale, bâti par ailleurs de dimensions restreintes et permettant une mise en place assez dégagée.

1.5. Un seul et même bati pour le terminal et pour le répéteur

A partir du moment où le modulateur pouvait être réduit à un simple châssis amovible comme il était déjà de règle pour le démodulateur, apparaissait la possibilité d'articuler les équipements de faisceaux hertziens autour d'un seul bâti terminal comprenant : un émetteur et un récepteur ; le bâti répéteur se déduisant simplement en retirant les deux châssis modulateur et démodulateur. Du point de vue industriel, cet avantage est considérable : le dossier de dessins est réduit de moitié et la fabrication ne connaît qu'un seul type de bâti et un seul type de câblage, le lancement en fabrication ne jouant, en plus de ce bâti unique, que sur un certain nombre de châssis supplémentaires.

Si, de plus, tous les organes de l'émetteur et du récepteur ont été étudiés de façon à être valables pour la transmission d'une large bande d'informations, télévision ou téléphonie, on conçoit que la seule différence entre ces deux genres de services ne se traduise que par des châssis modulateur et démodulateur différents pour la télévision et pour la téléphonie, ne serait-ce qu'en raison des niveaux d'entrée et de sortie différents dans les deux cas.

1.6. Effort vers le minimum de tubes

Tant que nous dépendrons des tubes électroniques, la sécurité de fonctionnement d'un équipement sera en raison inverse du nombre de tubes nécessaires pour la chaîne principale.

La possibilité de réduction des tubes est apparue dans la suppression des chaînes de contrôle de fréquence, suppression qui a été rendue possible par l'utilisation d'un tube hyperfréquence particulièrement stable (contrairement aux klystrons, qui sont faits pour être modulés en fréquence) et, d'autre part, en améliorant la variation de temps de transmission dans les chaînes moyenne fréquence de façon à éviter l'emploi dans chaque bâti d'égaliseurs de phase généralement encadrés de deux tubes supplémentaires.

On est ainsi arrivé à un bâti qui, équipé en répéteur, ne comprend que deux tubes hyperfréquence et 26 tubes traditionnels, régulation des alimentations comprise.

1.7. Effort vers la suppression des réglages d'exploitation

Cette suppression a été recherchée systématiquement : les exemples les plus concluants sont, d'une part le tube à ondes progressives pour lequel, grâce à une bonne adaptation naturelle complétée par des isolateurs à ferrite, le remplacement est effectué sans aucun réglage (aucune possibilité mécanique n'existe d'ailleurs plus pour ces réglages qui se révélaient autrefois assez délicats).

Un second exemple est l'amplificateur moyenne fréquence pour lequel aucun reglage n'est prévu en exploitation et que l'on peut équiper de tubes à la limite de vieillissement sans que les caractéristiques de transmission sortent des gabarits. Ceci a pu être obtenu par l'emploi d'un circuit interétage original et équivalent à un transformateur couplé et à l'introduction d'une contre-réaction permettant de maintenir constante la capacité d'entrée des tubes malgré les modifications de leur pente.

2. Description du bâti émetteur-récepteur de base

2.1. Généralités

Une des particularités de la solution LMT de faisceau hertzien pour la bande 3 800-4 200 MHz est d'avoir un seul et même bâti de base pour le terminal

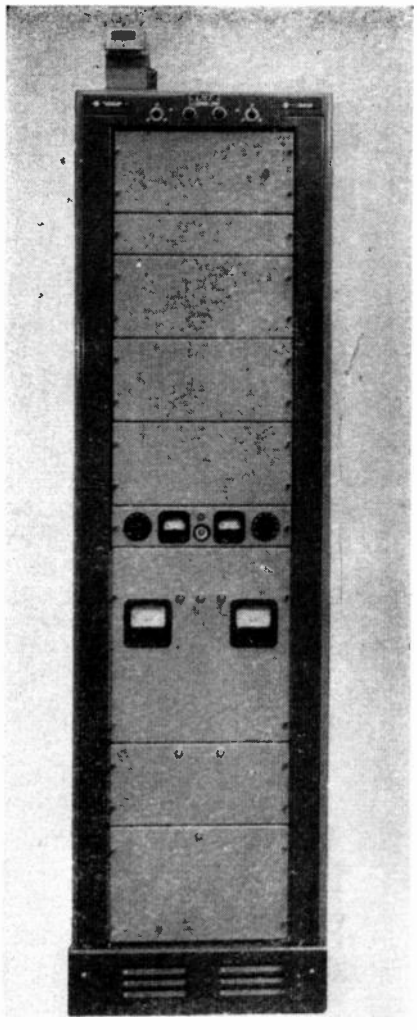


FIG. 1

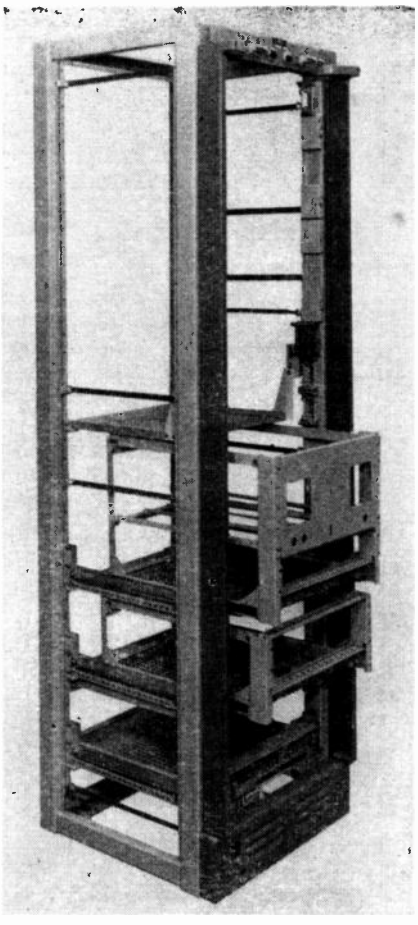


FIG. 2

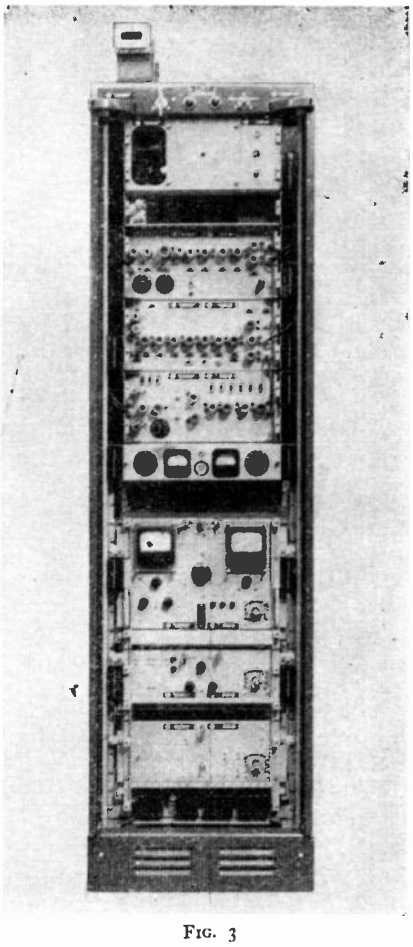


FIG. 3

deux sens, le répéteur un sens, la télévision ou la téléphonie 600 voies.

Ce bâti de base est le bâti terminal LMT 402 961 qui comprend tous les organes d'un émetteur et d'un récepteur depuis l'entrée vidéo-fréquence de l'émetteur jusqu'à la sortie vidéo-fréquence du récepteur.

De ce bâti terminal, on déduit très simplement le bâti répéteur un sens LMT 402 962 en enlevant le châssis modulateur et en arrangeant différemment les liaisons coaxiales de façon à relier à la sortie moyenne fréquence du récepteur l'entrée moyenne fréquence de l'émetteur. Le châssis démodulateur peut être ou ne pas être conservé comme élément de contrôle.

Pour la version téléphonie, le répéteur est identique à celui d'un canal télévision, tandis que le terminal se distingue par quelques différences dans les parties vidéo-fréquence des deux châssis modulateur et démodulateur et les réglages du discriminateur de ce dernier châssis.

La figure 1 montre comment se présente, vu de face, ce bâti de base dont la hauteur est légèrement inférieure à 2 m, la largeur est de 0,56 m et la profondeur 0,51 m ; le poids d'un bâti équipé en terminal est de 350 kg environ.

La figure 2 montre le squelette de ce bâti et les éléments mécaniques d'assemblage. Le cadre est constitué à l'aide d'un profilé rigide soudé, ce qui lui permet de supporter des organes assez lourds tels que le focalisateur et les blocs de guides d'ondes ; cette rigidité permet, par ailleurs, d'obtenir l'interchangeabilité de tous les châssis y compris les châssis d'alimentation montés sur glissières. L'interchangeabilité des châssis plus légers équipant la face avant est obtenue par l'emploi de pièces métalliques moulées qui forment à la fois glissière et support de barrette de câblage ; quelques autres pièces mécaniques standard permettent toutes les combinaisons sans ajustage.

Tout le câblage du bâti est mécaniquement indépendant du bâti et peut être achevé sur table y compris les soudures aux barrettes de câblage. Cette particularité jointe à la standardisation mécanique et au fait qu'il y a une seule structure de câblage pour le terminal et le répéteur permet une grande souplesse de fabrication.

La figure 3 représente le bâti équipé en terminal avec volets latéraux ouverts et capots enlevés. On remarque sur la face avant les châssis amovibles suivants (de haut en bas) :

a) un châssis-four servant d'enceinte à la cavité oscillateur local ; l'ouverture visible sur la gauche

donne accès au réglage fin de fréquence et au réglage du couplage de sortie,

b) un châssis pratiquement vide à l'exception de deux prises pour ondemètre SHF ; le cas échéant, ce châssis est équipé d'un ensemble de préaccentuation,

c) un châssis modulateur-télévision identifiable par ses deux réglages à cadran gravé sur fond noir,

d) un châssis moyenne fréquence à trois sorties 75 ohms,

e) un châssis démodulateur-télévision reconnaissable à son unique cadran gravé sur fond noir,

f) un panneau de mesure,

g) un châssis d'alimentation pour tube à ondes progressives,

h) un châssis d'alimentation pour oscillateur local,

i) un châssis d'alimentation générale.

A l'intérieur du bâti sont rassemblés des éléments en guide d'onde, le focalisateur du tube à ondes progressives et deux châssis faisant l'objet d'un blindage très soigné : l'amplificateur mélangeur de puissance et le générateur de transposition.

Ce bâti, dont seul l'accès à l'avant est prévu, est complété par un socle et un fronton portant les logements de deux clés de verrouillage permettant l'ouverture des volets latéraux. L'une de ces deux clés permet l'ouverture sans couper la tension.

A la partie supérieure, deux branchements transformateurs « coaxial-guide d'onde » constituent les accès hyperfréquence du bâti. Ce sont, en effet, de courts tronçons de câble coaxial souple qui assurent la liaison à la nappe de guide d'onde qui, courant au-dessus des rangées de bâtis, aboutit au châssis des filtres de branchement.

Par le haut, également, se fait le branchement au système central de ventilation : sont refroidis le collecteur du tube à ondes progressives (dont la puissance utile de 8 watts justifie à elle seule cette servitude) et également l'étage final du boîtier amplificateur MF de puissance. Une dérivation envoie de l'air tantôt chaud, tantôt froid dans le four de l'oscillateur local.

2.2. Principe de fonctionnement du bloc émetteur

Le bloc émetteur terminal peut être décrit en commençant par le châssis modulateur télévision auquel est amené le signal vidéo (819 lignes par exemple) et dont sort un signal MF 70 MHz modulé en fréquence ; ce modulateur est situé sur la face avant du bâti terminal. Le signal à 70 MHz est ensuite amené par une liaison coaxiale souple à l'amplificateur MF de puissance dont la sortie est chargée directement sur les cristaux semi-conducteurs d'un hybride mélangeur d'émission. Ce châssis amplificateur MF de puissance est situé à l'intérieur du bâti et fixé intimement sur l'hybride mélangeur qui est, par ailleurs, alimenté en SHF à partir de l'oscillateur local par l'intermédiaire d'un isolateur à ferrite de découplage. La sortie de cet hybride mélangeur est chargée par l'intermédiaire d'un autre isolateur à ferrite sur un filtre passe-bande et la bande latérale désirée est envoyée sur l'entrée en guide d'onde de l'amplificateur à ondes progressives. La sortie en guide d'onde de cet amplificateur à ondes progressives isolé et adapté par un troisième isolateur à ferrite, est reliée par une liaison coaxiale souple au guide d'onde de liaison relié normalement à un filtre d'aiguillage. Cette liaison coaxiale souple permet de débrancher à volonté l'émetteur du système d'antenne et donne de grandes facilités pour l'installation des systèmes à grand nombre de canaux.

2.2.1. *Châssis modulateur télévision*

Le signal vidéo-fréquence correspondant par exemple à la définition française 819 lignes (bande 30 Hz-10 MHz) entre par une fiche coaxiale fermée sur une impédance d'entrée égale à 75 ohms, quelle que soit la position de l'atténuateur d'entrée.

Cet atténuateur d'entrée qui est utilisé pour ajuster l'excursion de fréquence peut être réglé par 8 plots successifs de 1 dB chacun, l'affaiblissement total étant d'environ 8 dB. La sortie de cet atténuateur est reliée à la grille du premier tube (PTT 216) de l'amplificateur vidéo. Sur cette liaison est branchée une borne test appelée « contrôle entrée vidéo » qui permet de contrôler la forme du signal entrant dans l'équipement. Cet amplificateur vidéo comprend deux étages, la deuxième lampe étant elle aussi une PTT 216. La sortie plaque de cette deuxième lampe est reliée à une lampe à réactance (PTT 243) ; sur cette liaison est connectée une borne appelée « sortie contrôle vidéo » qui permet de vérifier la forme du signal après amplification. Le gain de cet amplificateur vidéo est d'environ 10 dB.

Le circuit de modulation de fréquence est constitué par la lampe à réactance PTT 243 et une lampe oscillatrice qui est la moitié d'une double triode 12AT7WA.

Le circuit de liaison entre ces deux tubes est constitué de 2 cellules « self-série, capacité-shunt » déphasant chacune de 90°. La sortie de la deuxième cellule est reliée à la grille de la 12AT7WA et permet d'entretenir l'oscillation. La sortie de la première cellule est ramenée sur la grille de la lampe à réactance sur laquelle arrivent par ailleurs :

a) une polarisation déterminant la valeur de la fréquence moyenne par l'intermédiaire d'un potentiomètre, avec borne de contrôle de la valeur de cette polarisation,

b) par l'intermédiaire d'une self de choc MF, le signal vidéo-fréquence amplifié par l'amplificateur vidéo,

c) éventuellement une tension détectée par diode à cristal à la sortie de l'amplificateur vidéo et venant s'ajouter à la tension de polarisation (position « avec» de l'interrupteur d'alignement), ce qui réalise un alignement du fond des impulsions de synchronisation sur une fréquence fixe choisie d'après le réglage

du potentiomètre. La stabilité de la fréquence porteuse est assurée par :

1° l'alimentation de la plaque de la triode oscillatrice et de l'écran de la lampe à réactance par l'intermédiaire d'un tube stabilisateur de tension *OA*2

2° la stabilisation de la tension de polarisation alimentant le potentiomètre par une diode Zéner située dans le châssis alimentation générale.

La liaison entre cet étage de modulation et les étages amplificateurs MF se fait par couplage capacitif entre le point milieu de la cellule déphaseuse et la grille de la première lampe amplificatrice MF qui est un tube PTT 216 ; les étages amplificateurs MF sont d'ailleurs identiques à ceux de l'amplificateur principal MF.

Les éléments de réglage de ce circuit de modulation en fréquence sont les deux noyaux en poudre de fer à enfoncement variable des deux selfs de la cellule de déphasage. C'est le réglage de ces noyaux qui détermine :

a) la valeur de l'excursion statique de fréquence en fonction de la polarisation de la lampe à réactance,

b) la linéarité de la modulation produite pour une excursion donnée.

Après un étage amplificateur MF, le deuxième tube amplificateur PTT 216 est chargé sur un circuit limiteur constitué par 2 cristaux germanium à pointe d'or THP 19 dans un montage série. Ce montage a été choisi malgré la perte d'insertion qu'il introduit parce qu'il élimine la modulation d'amplitude parasite à quelque fréquence qu'elle se produise, contrairement au limiteur par saturation grille-plaque et parce qu'il est plus efficace que le limiteur à cristaux en shunt.

Le limiteur est suivi successivement de :

— un étage amplificateur MF,

— un étage d'attaque en parallèle des 2 lampes de sortie,

— deux lampes de sortie PTT 216 chargées sur un circuit MF standard suivies d'un adaptateur à résistances et d'une fiche coaxiale de sortie. Les deux sorties sont complètement indépendantes et l'impédance de sortie de chacune est adaptée à 75 ohms à mieux que 20 dB.

Le niveau de sortie MF nominal du modulateur est de 0,5 volt.

2.2.2. *Amplificateur MF de puissance*

Une liaison coaxiale souple relie une des fiches coaxiales de sortie du modulateur (une des fiches coaxiales de sortie de l'amplificateur MF dans le cas d'un répéteur) à la fiche coaxiale d'entrée du boitier MF de puissance qui est lui-même fixé sur l'hybride mélangeur d'émission en guide d'ondes à l'intérieur du bâti.

Un premier tube amplificateur MF PTT 216 est chargé sur un circuit interétage standard MF, lui-même suivi d'un tube PTT 243 qui alimente les deux tubes de sortie qui sont des QQE03/12 ; ces 2 tubes de sortie alimentent les 2 cristaux WG1 (marron) monté en opposition de phase dans l'hybride mélangeur d'émission. Chacun des cristaux est alimenté séparément par l'une des deux QQE03/12 et monté en parallèle sur une charge anodique inductive dont l'accord par noyaux plongeurs est centré à 70 MHz. Chaque cristal est par ailleurs fermé par l'intermédiaire d'une self de choc sur un shunt résistif qui permet de mesurer la valeur du courant moyen redressé par le cristal.

2.2.3. *Circuit oscillateur local*

La fréquence oscillateur local est produite par un klystron du type à structure coaxiale V238A/1K. Ce klystron peut fournir une puissance supérieure ou égale à 1 watt et sa dérive en fréquence en fonction des variations des tensions d'alimentation est très réduite, la fréquence SHF produite étant principalement déterminée par les dimensions géométriques de la cavité externe associée à ce klystron.

Le faisceau électronique émis par la cathode est un faisceau laminaire qui est focalisé à travers le résonateur (ce résonateur est constitué par un élargissement du conducteur interne de la structure coaxiale du tube) à l'aide d'un aimant permanent dont la position est ajustée une fois pour toutes.

Les valeurs recommandées pour le fonctionnement normal du klystron sont :

— courant anodique : 30 à 40 mA,

— courant résonateur : 10 à 15 mA,

— courant cathodique = courant anode + courant résonateur = 50 mA.

Cette cavité externe est constituée par un tronçon de guide d'ondes standard CCTU n° 6 accordé en fréquence par un réglage principal constitué par une tige plongeuse montée dans une structure piège, sur le grand côté du guide. Sur le petit côté du guide, un plongeur accessible de l'extérieur du four à température contrôlée permet le réglage fin en fréquence une fois que l'équilibre thermique s'est établi à l'intérieur du four. Ce vernier de fréquence permet un accord sur une plage de 6 MHz environ alors que le plongeur principal décrit plus haut et qui n'est plus accessible lorsque le four est fermé, permet un réglage sur une plage de 250 MHz environ. Les cavités sont donc de deux types : l'un couvrant la plage 3 700–3 950 MHz, l'autre la plage 4 050–4 300 MHz. La surtension de la cavité est améliorée grâce à une argenture, protégée par un placage d'or.

L'extraction de la puissance SHF de cette cavité se fait par une boucle dont l'enfoncement et l'orientation sont réglables et qui est placée au droit du klystron sur le petit côté de la cavité, du même côté que le vernier de fréquence. Cette boucle est

reliée par un câble coaxial souple, au circuit d'utilisation en guide d'ondes. Ce réglage de puissance est accessible depuis l'extérieur du four, la puissance extraite croît avec l'enfoncement de la bouche et doit être rendue maximum pour chaque fréquence par action également sur l'orientation de cette boucle.

La stabilisation de la fréquence produite par l'oscillateur local est assurée en premier, par une régulation des hautes tensions appliquées sur le klystron et, d'autre part, en stabilisant la température de la cavité placée dans un four. Une série de résistances permet de chauffer un courant d'air provenant de la ventilation générale et débouchant au niveau de la cavité. Un thermostat est en contact intime avec la cavité dont il suit les variations de température. Les conditions de fonctionnement normal sont les suivantes : lorsque le thermostat enregistre une température de 61°, il coupe l'alimentation 127 volts du bloc de résistances chauffantes et c'est l'air froid de la ventilation qui vient alors refroidir la cavité. Lorsque la température de la cavité descend en dessous de 60°, le réenclenchement du bilame commande à nouveau la mise sous tension des résistances chauffantes et c'est un air chaud qui est dirigé sur la cavité jusqu'à ce qu'elle atteigne à nouveau la température de 61°. Cette plage de réglage de 1° autour de 60° environ du thermostat conduit à des variations de la fréquence oscillateur local d'environ 50 kHz crête à crête. En fonction des variations de la température ambiante, c'est-à-dire plus particulièrement de la température de l'air du circuit de ventilation, des variations lentes peuvent se superposer et conduire à un décalage maximum de la fréquence O.L. de 200 kHz environ.

Le câble coaxial souple lié à la boucle d'extraction de puissance de la cavité est connecté, à son autre extrémité, à une transition coaxial-guide d'ondes à barre transversale. On trouve ensuite les éléments des circuits en guide d'ondes suivants :

— un coupleur directif à boucle dérivant un dixième de la puissance oscillateur local, soit 100 mW environ vers la partie réception, c'est-à-dire vers un mélangeur de transposition. En sens inverse, ce coupleur donne une directivité de 15 dB environ pour l'onde porteuse qui serait réfléchie plus loin,

— un coude *E* adapté,

— un atténuateur susceptible d'introduire un affaiblissement variable entre 0 et 10 dB. Cet atténuateur est de préférence placé au minimum d'affaiblissement (correspondant au maximum de puissance d'émission repérée sur le panneau de mesure), de façon à faire travailler le tube à ondes progressives dans la partie saturation de sa courbe : puissance de sortie — puissance d'entrée,

— un isolateur à ferrite LTT. Cet isolateur du type à absorption par résonance présente une perte d'insertion de 1,4 dB environ pour une perte en sens inverse de 28 dB environ,

— un coude *H* adapté dans lequel se trouve monté le cristal de contrôle de puissance oscillateur local. Ce cristal est relié à l'appareil de droite du panneau de mesure dont l'indication sur la position « courant cristal O.L. » a été rendue maximum par réglage de la boucle de prise de puissance et par réglage de la haute tension anodique du klystron (1).

2.2.4. *Hybride mélangeur émission*

La figure 4 montre la structure assez particulière de cet hybride (Brevet Français LMT 687.103) qui permet d'obtenir un rendement de conversion excellent sans accord des cristaux et forme avec le châssis une structure entièrement blindée.

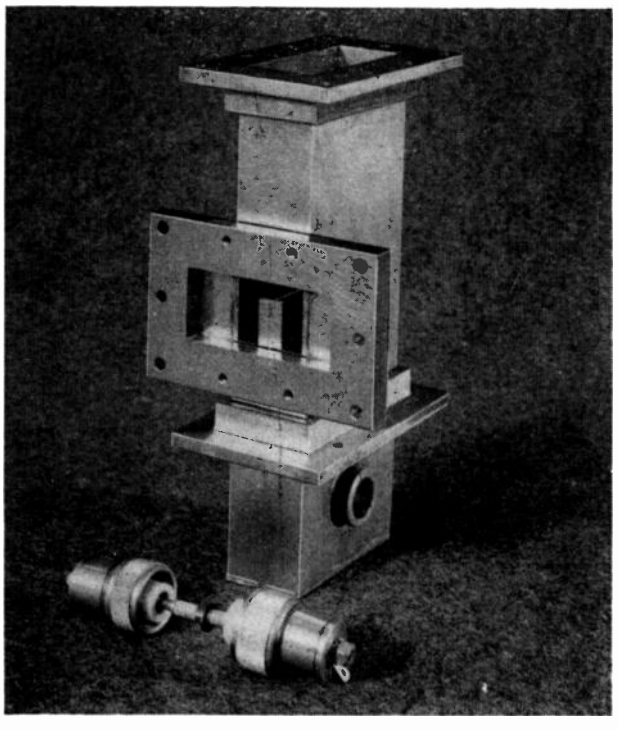


FIG. 4

Le mélangeur à cristaux est ainsi monté dans une structure de deux demi-guides en série. Les cristaux WG1 marron sont vissés l'un sur l'autre, leur point commun étant la cathode de l'un et l'anode de l'autre, ce qui correspond à un montage en opposition de phase par rapport à l'onde 70 MHz qui les attaque à la sortie de l'amplificateur MF de puissance, par l'intermédiaire de deux structures pièges coaxiales. La partie de cet hybride mélangeur en guide d'ondes qui comporte les deux cristaux est enfermée à l'intérieur du blindage de l'amplificateur MF de puissance, l'expérience ayant montré la nécessité de se protéger en ce point contre les interférences dans le cas où les six canaux de la bande 3 800 – 4 200 MHz sont occupés.

La sortie de l'hybride mélangeur se fait latéralement sur une fenêtre comportant des vis adaptées

(1) Ce circuit oscillateur local a fait l'objet d'une publication au Congrès des tubes hyperfréquence, Paris 1956 (MM. BERGÈRE et MICHAUDON « Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence »).

au montage pour rendre maximum la puissance produite. Cette fenêtre est suivie par un isolateur à ferrite LTT présentant une perte d'insertion de 0,8 dB dans le sens direct et de 18 dB environ dans le sens retour.

L'aimant permanent de polarisation du ferrite est maintenu par un étrier en fer doux destiné à canaliser les fuites du champ magnétique qu'il produit et d'éviter ainsi toute interférence de ce champ magnétique avec le champ produit par les bobines de focalisation du tube à ondes progressives.

Cet isolateur est suivi d'un filtre passe-bande à 4 cellules de 35 MHz environ de bande passante qui sépare la bande latérale désirée : la fréquence image d'émission produite également par l'hybride mélangeur d'émission est renvoyée par ce filtre et est absorbée par le ferrite. L'hybride mélangeur, les vis d'adaptation de la fenêtre de sortie et l'isolateur à ferrite constituent un système tel que le niveau à la fréquence oscillateur local et le niveau à la fréquence image sont, à la sortie du bâti, inférieurs de 60 dB au moins au niveau du signal utile.

Un coude *E* adapté, puis deux coudes *H* adaptés conduisent alors le signal sortant de ce filtre passe-bande sur l'entrée en guide d'onde du tube à ondes progressives.

2.2.5. *Tube à ondes progressives*

Le tube à ondes progressives utilisé est un tube STC W7/3G pour lequel la focalisation du faisceau électronique est assurée grâce au champ magnétique longitudinal créé par trois bobines de focalisation mises en série et pour lequel le couplage SHF se fait directement par traversée du guide d'ondes d'entrée et du guide d'ondes de sortie par l'hélice.

Le courant hélice est rendu minimum, d'abord, par le champ magnétique créé par les bobines de focalisation ci-dessus, d'autre part, par réglage du courant passant dans deux paires de petites bobines de centrage situées au niveau du canon à électrons.

Ce tube fonctionne avec son collecteur anodique mis à la masse et est muni d'un radiateur devant lequel aboutit un conduit relié à la ventilation générale. Il est prévu pour fonctionner avec une haute tension de l'ordre de 3 000 volts, donne un gain SHF de 23 dB environ à fort niveau, et n'exige aucun réglage particulier d'adaptation d'entrée ou de sortie en fonction de la fréquence.

Après la sortie du tube à ondes progressives, on trouve un élément en guide d'ondes muni :

a) d'une sonde ramenée par un coaxial souple sur la prise ondemètre située sur la gauche du bâti en dessous de la cavité O.L. et permettant de mesurer la fréquence d'émission,

b) d'un cristal détecteur de la puissance du signal emis, relié au panneau de mesure (courant cristal TPO). La valeur correspondante lue sur l'appareil de mesure de droite du panneau de mesure doit être rendue maximum en ajustant la haute tension cathodique du tube à onde progressives en fonction de la fréquence particulière d'émission.

Vient ensuite un isolateur à ferrite LTT semblable à celui qui découple l'oscillateur local et présentant comme celui-ci une perte d'insertion de 1,4 dB pour un affaiblissement en sens inverse de 28 dB environ.

La sortie de cet isolateur à ferrite est adaptée sur la fréquence particulière du signal émis et l'extrémité émettrice de la baie présente ainsi un taux d'ondes stationnaires de 1,05 environ dans une bande de 100 MHz.

Cet élément d'adaptation est suivi d'une transition guide d'ondes coaxial d'où part un coaxial souple vers le guide d'ondes de liaison externe conduisant au filtre d'aiguillage.

Ce tube à ondes progressives 8 watts avait un précurseur 1,5 watt dont la fabrication avait été entreprise en France par le LABORATOIRE CENTRAL DES TÉLÉCOMMUNICATIONS. (2)

2.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU BLOC RÉCEPTEUR

Le bloc récepteur se compose :

— d'un circuit en guide d'ondes par lequel entre dans l'équipement le signal reçu provenant du filtre d'aiguillage correspondant,

— d'un circuit en guide d'ondes par lequel une certaine fraction de la puissance produite par l'oscillateur local est transposée en fréquence dans l'hybride mélangeur de transposition pour donner le signal hétérodyne de réception,

— d'un mélangeur à cristal sur lequel est connecté chacun des deux circuits ci-dessus, et d'où sort par un coaxial rigide le signal transposé à 70 MHz,

— d'un châssis amplificateur MF comportant un préamplificateur, les étages MF soumis à l'action de la C.A.G. et les étages de sortie fournissant trois sorties MF indépendantes,

— d'un châssis démodulateur fournissant deux sorties video indépendantes.

2.3.1. *Circuit d'entrée en guide d'ondes*

Un coaxial souple, en provenance du guide d'ondes externe venant du filtre d'aiguillage correspondant, est connecté sur la transition « coaxial-guide d'onde » qui constitue l'élément d'entrée du bâti.

On trouve ensuite :

— 1 isolateur à ferrite LTT présentant une perte d'insertion de 0,8 dB dans le sens direct pour un affaiblissement dans le sens inverse de 18 dB environ,

(2) Ces deux tubes ont fait l'objet d'une publication antérieure dans l'*Onde Electrique* à l'occasion du Congrès des Tubes Hyperfréquences, Paris 1956 (J. DASCOTTE « Adaptation d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives »).

— 1 filtre passe-bande à 4 cavités de bande passante 35 MHz environ.

2.3.2. *Circuit hétérodyne de réception*

Une liaison coaxiale souple amène sur un transformateur coaxial-guide d'ondes, un dixième de la puissance produite par la cavité O.L., soit environ 100 mW. Ce transformateur est également muni d'une sonde ondemètre reliée par une liaison coaxiale souple à la prise ondemètre O.L. située sous la prise ondemètre TOP sur la face avant du bâti en dessous du four O.L.

On trouve ensuite : un atténuateur en guide d'ondes permettant d'insérer un affaiblissement compris entre 0 et 10 dB. Cet atténuateur sert à régler le niveau de puissance hétérodyne envoyé sur le cristal réception, c'est-à-dire le courant moyen traversant ce cristal. Ce courant doit être compris, pour obtenir le facteur de bruit optimum et pour n'avoir pas à retoucher l'un quelconque des paramètres d'adaptation, entre les valeurs suivantes : 0,8 et 1,2 mA si ce cristal est un 1N23E ; 0,8 et 2,5 mA si ce cristal est un 1N23C,

— un filtre à 3 cellules accordé sur la fréquence produite par l'oscillateur local ; sa bande passante est de 5 MHz environ,

— un hybride mélangeur, identique à l'hybride mélangeur d'émission décrit précédemment. Les deux cristaux WG1 (marron) de cet hybride mélangeur de

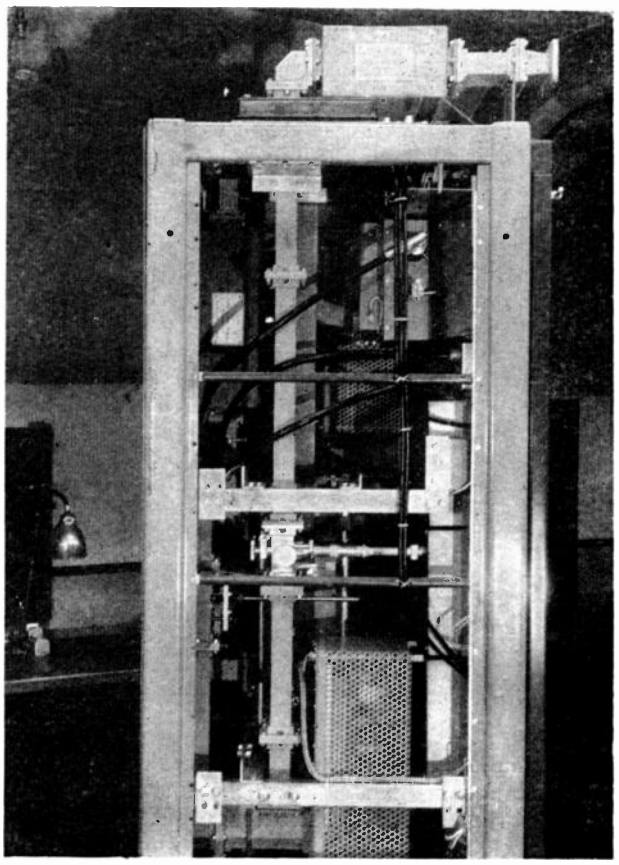


FIG. 6

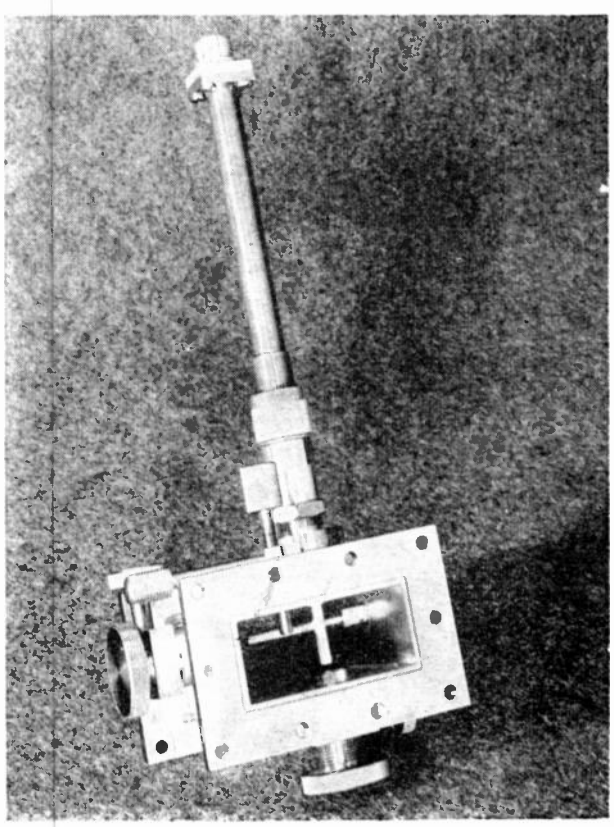


FIG. 5

transposition sont ici alimentés par le signal (de fréquences 198,5 – 213 – 214 – 227 ou 228,5 MHz suivant les stations) produit par le boîtier générateur de transposition.

La sortie latérale de cet hybride mélangeur de transposition est suivie d'un filtre 3 cellules accordé sur la fréquence hétérodyne de transposition et ayant une largeur de bande de 5 MHz environ.

Compris entre le circuit du signal d'entrée et le circuit hétérodyne se trouve le circuit *mélangeur d'entrée* représenté sur la figure 5. On distingue sur cette figure les éléments de ce mélangeur :

a) la tige en croix sur laquelle vient s'insérer le cristal,

b) les deux vis de réglage de l'adaptation en regard des terminaisons de la croix ci-dessus,

c) la troisième vis de réglage perpendiculaire au grand côté du guide,

d) la sortie coaxiale sur le grand côté du guide d'ondes avec piège pour l'onde à 4 000 MHz,

e) la tige coaxiale rigide prolongeant la sortie coaxiale ci-dessus et sur laquelle vient s'enficher l'entrée de l'amplificateur MF à 70 MHz à préamplificateur incorporé.

Ce mélangeur d'entrée est monté entre deux câbles de réglage de la fréquence image. Ce ensemble est, ainsi, alimenté d'un côté par le filtre hétérodyne à

bande étroite amenant l'onde à la fréquence hétérodyne et de puissance 1 mW environ, de l'autre par le filtre à bande large (35 MHz) amenant le signal reçu au niveau de 10^{-7}. W environ. Cette structure (qui fait l'objet du brevet français L.M.T. nº 8.167) permet d'obtenir dans toute la bande 3 800 – 4 200 MHz des facteurs de bruit très réduits. La figure 6 montrant le bâti vu de côté permet de juger de la simplicité de ce montage de récepteur « en ligne ».

2.3.3. *Amplificateur MF*

Il se compose :

— d'un préamplificateur (2 étages 6J4),

— d'un amplificateur à large bande (6 étages PTT 216 MF),

— d'un bloc distributeur à 3 sorties (4 tubes PTT 216) comportant le dispositif de commande automatique de gain (CAG).

Préamplificateur

Le signal 70 MHz modulé en fréquence issu du circuit mélangeur d'entrée est acheminé par liaison coaxiale rigide à l'amplificateur MF. Une fiche LMT permet un enfichage rapide du bloc MF sur la sortie coaxiale rigide du mélangeur d'entrée. Ce signal 70 MHz, par l'intermédiaire d'une capacité, est appliqué sur la cathode de la première 6J4 montée grille à la masse. Sur cette liaison est connecté un circuit constitué d'une self de choc 70 MHz et d'une résistance de 10 ohms permettant la fermeture optimum en continu du cristal de réception.

Le circuit de liaison entre les deux tubes 6J4 est constitué d'un étage auto-transformateur accordé à la fréquence centrale 70 MHz et possédant une bande passante de 34 MHz à 3 dB. Le deuxième tube 6J4 est chargé sur un circuit interétage du type MF surcouplé. L'ensemble des deux étages à 6J4 a une bande passante de 38 MHz à 1 dB.

Chaîne amplificatrice MF

La chaîne amplificatrice MF principale se compose de 6 tubes PTT 216 MF (Tb_3 à Tb_8). Ces 6 tubes sont groupés en 2 triplets (Tb_3, 4 et 5 — Tb_6, 7 et 8). Les circuits interétages sont tous du même type ; il s'agit du schéma à selfs en Té équivalent à un circuit à transformateurs. Mais ici la valeur calculée pour la troisième self était de valeur très faible et a été supprimée. On a donc un circuit à deux selfs :

a) une self accordée sur la capacité de sortie du tube précédent et amortie par la résistance de charge plaque de ce tube. Cette self est accordée à 85 MHz environ.

b) une self accordée sur la capacité d'entrée du tube suivant et amortie par la résistance d'entrée de ce tube et la résistance faible placée dans sa grille pour masquer les variations en fonction de la C.A.G. de l'impédance d'entrée de la PTT 216. Cette self de grille garde ainsi un amortissement sensiblement constant en fonction de la valeur de la polarisation ramenée par la C.A.G. et on n'observe pas de basculement de la bande passante MF lorsque le gain de l'amplificateur varie. Cette self de grille est accordée aux environs de 55 MHz grâce à son noyau plongeur en poudre de fer.

Considérons par exemple le premier triplet. Le tube Tb_3 est chargé sur un circuit MF auquel les valeurs des résistances et des selfs choisies donnent une caractéristique de circuit surcouplé avec un creux de 0,5 décibel à 70 MHz. Le tube Tb_4 est chargé sur un circuit identique. L'ensemble de ces deux premiers circuits présente donc une caractéristique surcouplée avec un creux de 1 dB à 70 MHz, par rapport aux niveaux correspondant aux fréquences 55 et 85 MHz.

La compensation est obtenue grâce au circuit de charge de la PTT Tb_5 qui est du type sous-couplé. L'ensemble de ces trois premiers étages donne une courbe de réponse globale plate à mieux que 1 dB sur 40 MHz.

Cet amplificateur est le résultat d'études poursuivies à LMT depuis plusieurs années pour un temps de transmission aussi constant que possible. Une expérience de durée sur ces circuits a montré que les performances se maintenaient sans retouche après que plusieurs jeux de tubes soient morts en service. Une autre expérience peut être faite : un amplificateur équipé de tubes PTT 216 retirés de service pour pente trop faible, montre une baisse de gain mais aucun basculement de courbes.

Distribution de sortie

Une PTT 216 MF (Tb_9) attaque en parallèle les 3 PTT 216 de sortie par l'intermédiaire d'un circuit du type surcouplé. Chacune des 3 PTT 216 de sortie ($Tb_{10, 11}$ et $_{12}$) est chargée sur un circuit MF du type sous-couplé suivi par un réseau de résistances formant adaptateur d'impédance et par une fiche coaxiale. Les trois sorties sont indépendantes et leur impédance est de 75 ohms avec une adaptation meilleure que 20 dB.

Sur une des trois sorties est connecté un détecteur-doubleur de tension constitué par deux cristaux THP 19, ce qui permet de superposer (quand l'interrupteur CAG est en position « avec ») une tension continue sur la polarisation des tubes Tb_3 à Tb_9 réglée au préalable par le potentiomètre P_1 ; le gain peut être réglé entre 43 et 67 dB. La mise en fonctionnement de la CAG permet de maintenir le niveau de sortie entre 0,3 et 0,6 volt pour 30 dB de variation de niveau d'entrée.

La figure 7 montre le châssis MF vu de dessous : on notera le blindage interne formant guide d'onde.

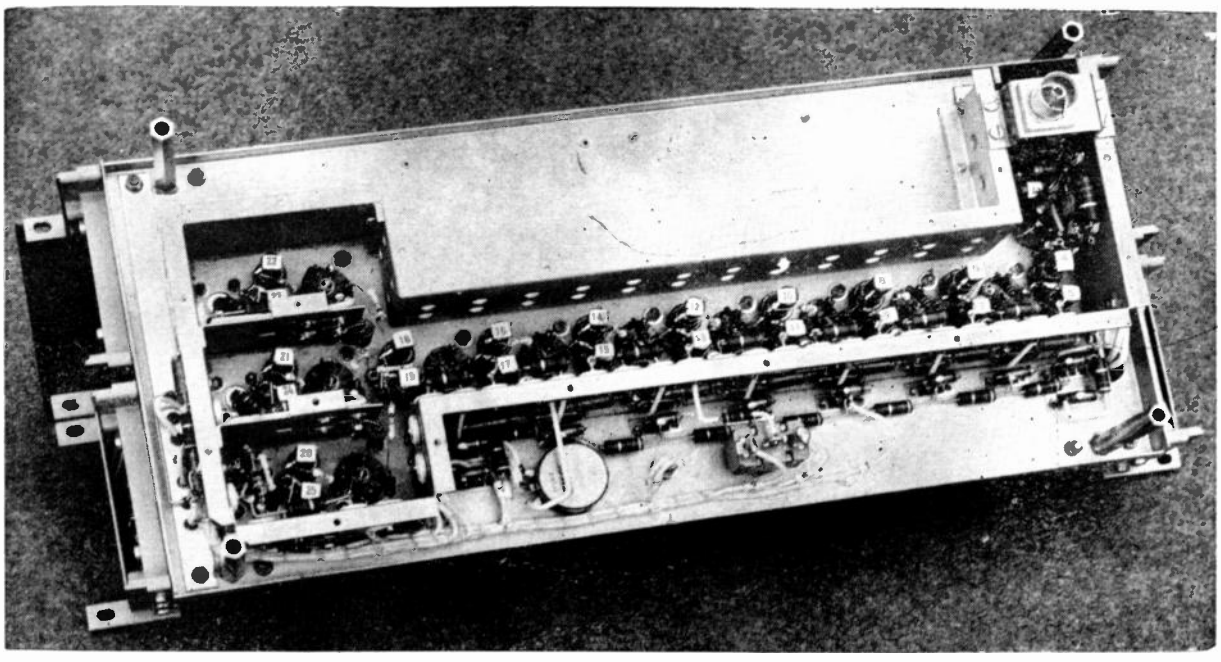


FIG. 7

2.3.4. *Châssis démodulateur-télévision*

Une liaison coaxiale souple relie la sortie n° 1 de l'amplificateur moyenne fréquence (celle qui est munie des cristaux détecteurs de CAG) à la fiche coaxiale d'entrée du démodulateur. Cette fiche coaxiale est fermée à la masse par une résistance de 75 ohms en parallèle sur une self accordant la capacité parasite de la liaison à l'amplificateur MF. Un cristal THP 19 détecte le niveau de l'onde MF entrant dans le démodulateur. Ce niveau est lu sur le galvanomètre de droite du panneau de mesure quand le commutateur correspondant est dans la position « cristal démodulateur ».

Cette entrée coaxiale est reliée par capacité à la grille du premier tube PTT 216. Ce tube est chargé sur un circuit interétage du type MF suivi d'une deuxième PTT 216 chargé sur un circuit limiteur.

Ce limiteur est constitué de deux cristaux germanium à pointes or THP 19 dans un montage série. Malgré sa grande perte d'insertion (20 dB), ce montage a été préféré au montage à cristaux en parallèle parce que la courbe de limitation statique est plus efficace dans le montage série et qu'on élimine mieux par conséquent la modulation d'amplitude parasite, quelle que soit sa fréquence.

Deux tubes PTT 216 (Tb_3 et Tb_4) redonnent ensuite au signal MF un niveau suffisant pour attaquer le discriminateur constitué de 2 tubes.

Ces deux tubes sont chargés sur deux selfs réglables elles-mêmes suivies de deux cristaux THP 19 inversés, l'un par rapport à l'autre. La fermeture du circuit à 70 MHz est assurée par des capacités de 22 pF, placées en aval des deux cristaux. Le signal video ainsi détecté est envoyé sur une résistance commune de 400 ohms. Le gain des deux tubes peut être réglé séparément par l'intermédiaire de potentiomètres placés dans leur cathode. Les courants des deux tubes du discriminateur doivent être réglés à un rapport fixé à l'avance pour obtenir les courbes statiques et dynamiques convenables du discriminateur. La structure intime et les réglages font l'objet du brevet français LMT n° 1.134.322.

Alors qu'en télévision la linéarité n'est pas sévère, en téléphonie, grâce aux particularités de ce discriminateur et de sa méthode de détermination, on peut obtenir une variation de pente limitée à 0,1 dB dans plus de 10 MHz.

La résistance de charge video qui constitue un atténuateur à 8 plots successifs (1 dB d'affaiblissement par plot) sert de réglage pour l'attaque de l'amplificateur video et permet d'obtenir en sortie un signal de 1 V crête à crête pour une excursion de fréquence comprise entre 6 et 12 MHz crête à crête.

La sortie de cet atténuateur est reliée par capacité à la grille du premier tube PTT 216 ; en parallèle sur cette liaison est branchée une fiche test appelée « contrôle video » qui permet d'observer la forme du signal sortant du démodulateur. Cet amplificateur video comprend deux étages PTT 216. La sortie plaque de cette deuxième lampe attaque simultanément deux tubes EL84 permettant de sortir 1 V crête à crête sur 75 ohms. Les deux sorties de ce démodulateur sont complètement indépendantes et leur impédance est de 75 ohms (adaptation meilleure que 25 dB) dans la bande de 30 Hz à 10 MHz.

2.3.5. *Générateur de transposition*

Ce générateur est composé d'un tube oscillateur 12AT7WA fonctionnant sur partiel 3. Le quartz est monté entre les deux cathodes et l'accord de la

self de plaque se fait sur la valeur triple de la fréquence indiquée sur le quartz. La plaque de ce premier tube est reliée par capacité à la grille du premier tube 6AM6 monté en doubleur de fréquence. Dans le circuit grille de ce tube, un shunt permet le contrôle, par courant grille, de l'accord de la self plaque de la 12AT7. Dans le circuit plaque du tube suivant (6AM6) une capacité ajustable permet le réglage optimum en fonction de la fréquence d'oscillation. L'harmonique 2 ainsi sélectionné est relié au deuxième étage 6AM6 par liaison capacitive. Ce tube est également un étage doubleur. L'accord de ce circuit se fait par une capacité ajustable accordant une self. La liaison de cette self à l'étage de puissance EL83 se fait par capacité. La charge de plaque est constituée d'un circuit accordé suivi de deux cristaux WG1 (marron) montés en oppositon de phase dans l'hybride mélangeur de transposition. Chaque cristal est fermé par l'intermédiaire de selfs de choc sur un shunt résistif qui permet de mesurer la valeur du courant moyen redressé par le cristal.

3. Caractéristiques électriques

3.1. Des valeurs limites en des points bien définis

Un système de faisceaux hertziens peut être caractérisé par un certain nombre de performances de sous-ensembles dont il nous semble important de définir rigoureusement les points de mesure et les limites.

Les points de mesure doivent être précisés de façon à ce qu'un bilan théorique puisse être établi de proche en proche et d'autre part les limites doivent être définies en fonction des spécifications d'essais des sous-ensembles, pour fournir, avec une certaine marge de sécurité, les conditions de recette.

Par exemple une caractéristique telle que la puissance nominale d'un tube d'émission semble une indication difficilement utilisable et il semble préférable de définir une puissance d'émission garantie en un point particulier tel que la bride de sortie du bâti, les limites étant définies de telle façon que tout bâti, quelque soit sa fréquence de réglage, le vieillissement du tube d'émission particulier et les dispersions d'atténuation des filtres et ferrites intercalés, fournisse une puissance dans tous les cas supérieurs ou égale au chiffre indiqué. Il est bien connu qu'à 4 000 MHz et pour des trajets terrestres en visibilité directe de l'ordre de 50 kilomètres, les conditions de propagation sont telles que l'atténuation médiane soit très voisine de l'atténuation théorique en espace libre ; le rapport signal /bruit effectivement mesuré sur une liaison correspond au décibel près au rapport signal /bruit calculé de cette façon, c'est-à-dire sans omission ni illusion. Dans le cas où plusieurs canaux de fréquence différente sont utilisés, la méthode qui consiste à calculer les performances à partir du canal le plus défavorisé soit par sa fréquence soit par sa position dans la suite de filtres de branchement, conduira alors au résultat pratique que les performances moyennes mesurées seront toujours supérieures ou égales à celles qui ont été calculées pour le cas le plus défavorable.

Considérée du point de vue industriel, cette rigueur permet de prendre des engagements de performances qui seront effectivement tenus si tous les sous-ensembles satisfont à leur spécification d'essai particulière. La fabrication en série peut être mise en place avec une inspection normale ne nécessitant pas le recours constant au laboratoire et à des techniciens qualifiés.

Cette possibilité d'établissement rigoureux d'un bilan de performances escomptées dès le stade du projet est rarement contestée en ce qui concerne les bruits thermiques d'une liaison par faisceaux hertziens, mais elle peut sembler plus incertaine dès qu'il s'agit de prévoir les bruits d'intermodulation.

C'est ainsi que par exemple l'on peut calculer les bruits d'intermodulation qui résultent du fait que dans un amplificateur moyenne fréquence le temps de transmission ne sera pas exactement identique pour toutes les fréquences, à condition de disposer d'une courbe bien définie donnant le temps de transmission en fonction de la fréquence. Ce calcul deviendrait complexe et illusoire si l'on devait considérer toutes les formes possibles de courbes comprises dans un gabarit imposé à l'avance dans la spécification d'essai de cet amplificateur. Heureusement, il apparaît que pour certains types d'amplificateurs (correctement réglés), on rencontrera toujours la même allure générale de cette courbe et la condition d'acceptation pourra être mise sous forme de gabarit complété par une indication de forme : par exemple : la courbe mesurée doit avoir une allure parabolique sans irrégularités supérieures à ... ns et le minimum ne doit pas être décentré de plus de ... MHz. Dans ces conditions, les bruits d'intermodulation calculés à partir d'une courbe de degré minimum inscrite dans le gabarit se révèlent valable comme limite supérieure.

D'un autre côté, des méthodes de mesure rattachées au taux de distorsion non linéaire ou à la simulation du signal multiplex par un bruit blanc fournissent à la fois une possibilité de vérification d'ensemble des équipements et un moyen de contrôler la validité des gabarits qui constitueront les spécifications de réglage des sous-ensembles.

3.2. Définition des paramètres

P = puissance garantie à la sortie émetteur du bâti (après l'isolateur).

p = coefficient de perte entre antenne et sortie émetteur du bâti, déterminé dans le cas du guide d'onde le plus long et du filtre de branchement le plus défavorisé par sa situation.

l = longueur d'onde la plus petite utilisée dans la bande.

G = gain garanti de l'antenne par rapport à une source isotrope pour la longueur d'onde la plus grande utilisée dans la bande.

R = distance entre deux stations.

m = nombre de sections dans l'hypothèse de calcul de stations également espacées : dans les calculs relatifs à un circuit de référence de 2 500 km de long, on supposera par exemple que ce circuit comporte 45 sections de 56 km chacune.

C_i = paramètre représentant l'atténuation théorique équivalente (en espace libre) entre la sortie émetteur d'un bâti et l'entrée du récepteur de la station voisine (trajet i de distance R_i)

$$C_i = \left| \frac{(4\ \pi\ R_i)}{l\ p_i\ G1} \right|^2$$

x_i = coefficient d'atténuation par rapport à la propagation théorique en espace libre :

par exemple : un évanouissement de 20 dB sur le tronçon i correspond à $x_i = 100$.

C = paramètre représentant l'atténuation théorique équivalent entre les deux extrémités d'une liaison complète.

$$C = \sum_{i=1}^{i=m} x_i\ C_i$$

B = largeur de la bande de modulation ; par exemple :

$B = 10^7$ Hz pour la télévision 819 lignes

$B = 4.10^3$ Hz pour la téléphonie

f = fréquence dans le spectre de modulation (pratiquement la fréquence la plus élevée qui est généralement la plus défavorisée)

N = nombre nominal de voies dans le cas de la téléphonie

d = excursion quadratique moyenne du signal

A = facteur de charge multiplex en téléphonie

Pour $N = 600$ voies, on admet $A = 0{,}032$ l'excursion efficace par voie étant de 150 kHz on aura alors :

$$d = 150\ \sqrt{AN} = 660 \text{ kHz}$$

KT = produit par la température absolue de la constante de Bolzmann

$= 0{,}4\ .\ 10^{-20}$ W/C.

F = facteur de bruit du récepteur garanti à l'entrée du bâti (comprend les pertes d'insertion d'un isolateur et d'un filtre)

a_2, a_3 = coefficients de distorsion de première espèce (amplis video, modulateurs, démodulateurs) :

définis par la réponse amplitude-amplitude

$$Y = X + a_2X^2 + a_3X^3$$

b_2, b_3 = coefficients de distorsion de seconde espèce (non linéarité de phase, réflexions dans les feeders) :

définis par

$$Y = X + \frac{d}{dl}(b_2X^2 + b_3X^3)$$

3.3. Valeur des paramètres principaux

P = puissance garantie à la sortie émetteur du bâti (après isolateur). Sur un ensemble de 12 bâtis (réglés par ailleurs) P est compris entre 6,4 watts et 8,25 watts ; ce réglage correspond à la puissance de saturation du tube à ondes progressives et est recherché en raison de l'effet de limitation à large bande obtenu qui ajouté à la limitation due au mélangeur d'émission permet de rendre négligeable le bruit uniforme.

Durant toute sa vie le tube à ondes progressives aura un gain maintenu constant par régulation automatique de courant agissant sur la tension de première anode. Cependant pour avoir une marge de sécurité vis-à-vis des conditions de recette nous prendrons pour les calculs de liaison :

$$P = 6 \text{ watts.}$$

p = coefficient de perte entre antenne et sortie émetteur (ou entre antenne et entrée récepteur).

La valeur limite est à déterminer dans chaque cas particulier de liaison.

Pour la liaison France-Angleterre : $p = 0{,}5$ (moins 3 décibels).

l = longueur d'onde la plus petite utilisée dans la bande 3 800 – 4 200 MHz

$$l = 7{,}9 \text{ cm.}$$

G = gain garanti de l'antenne à la longueur d'onde la plus grande.

$$G = 7\ 000$$

F = facteur de bruit du récepteur garanti à l'entrée du bâti. Sans isolateur ni filtres, les mesures effectuées sur les 12 bâtis de la liaison France-Angleterre ont été comprises entre

11,6 et 12,5 décibels.

Nous prendrons pour les calculs avec une marge de sécurité suffisante, un facteur de bruit avec isolateur et filtre :

$$F = 14 \text{ décibels.}$$

3.4. Caractéristiques ayant une influence sur les distorsions

3.4.1. *Bande passante de la chaîne MF*

35 MHz à 1 décibel.

3.4.2. *Variation du temps de transmission dans la chaîne MF (sans égaliseur de phase)*

Inférieur à 2,5 ns dans une bande de 11,5 MHz. Compte tenu du fait que d'un répéteur à l'autre, l'excursion instantanée change de signe, il y a une compensation appréciable des décentrages qui dans l'amplificateur MF LMT sont systématiques, en sorte que l'on peut considérer que la variation du temps de transmission est limitée à *une nanoseconde* dans une bande de 8 MHz centrée sur la fréquence nominale de 70 MHz.

La figure 8 montre les gabarits correspondants.

Compte tenu du fait que le recentrage obtenu sur chaque ensemble de 2 répéteurs pourrait ne pas être meilleur que 1 MHz, le calcul conduit à des limites pour les coefficients de distorsion de l'ordre de :

$$b_2 = 5{,}5\ 10^{-17}$$

$$b_3 = 1{,}8\ 10^{-23}$$

Une autre condition d'essai peut être définie par les taux d'harmonique 2 et 3 inférieurs chacun à 49 dB.

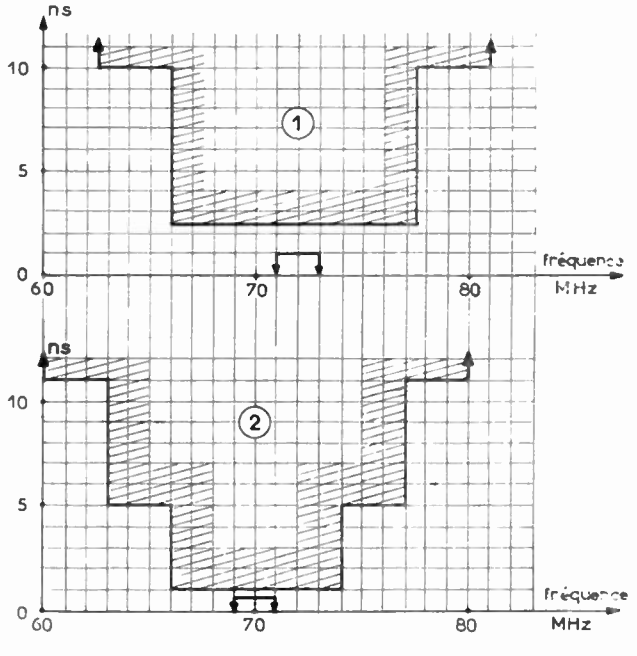


Fig. 8 — Gabarits de variation de temps de transmission.
1. — Amplificateur MF + démodulateur.
2. — Théorique et tenant compte du changement de signe de l'excursion d'un répéteur à l'autre.

3.4.3. *Variation de pente de l'ensemble modulateur-démodulateur* (modulation à 100 kHz à faible niveau)

11,5 MHz à 1 décibel.

En raison de la solution particulière déjà décrite plus haut, le discriminateur peut être déterminé pour des conditions beaucoup plus sévères dans le cas de la téléphonie ; même dans le cas de la télévision 819 lignes qui exige une bande très large, la limitation de cette performance vient du modulateur sans qu'intervienne de compensation : cette caractéristique est de ce fait très stable. Le calcul et l'expérience montrent d'ailleurs que la courbure de cette caractéristique de pente n'a pas une influence considérable, mais que par contre il faut éviter un décentrage ou plus précisément un basculement supérieur à quelques unités pour cent pour la téléphonie. Si l'on veut rendre négligeable les bruits de distorsion de premier ordre, des limites des coefficients de distorsion peuvent être choisies aux environs de :

$$a_2 = 2 \times 10^{-9}$$

$$a_3 = 2{,}5 \times 10^{-15}$$

ce qui correspond à 2 % de basculement sur 10 MHz et 17 % de chute à ± 5 MHz.

Une autre condition d'essai peut être définie par le taux d'harmonique 2 inférieur à 48 dB et harmonique 3 inférieur à 44 dB pour une excursion de 8 MHz crête à crête.

3.4.4. *Adaptations SHF*

En téléphonie la cause la plus importante de bruit d'intermodulation reste les réflexions dans les guides d'onde. Il y a quelques années on tenait pour impossible de maintenir les équipements au sol pour des liaisons 240 à 600 voies CCIR. L'introduction généralisée d'isolateurs à ferrite ainsi que les progrès réalisés sur les adaptations d'antenne et de filtres de branchement ne dispensent cependant pas de la recherche d'adaptations soignées du côté des équipements eux-mêmes.

En ce qui concerne les équipements LMT, les isolateurs à ferrite ont eu pour avantage direct de permettre l'interchangeabilité sans aucun réglage des tubes à ondes progressives et des cristaux mélangeurs de réception.

Mais c'est parce que les adaptations étaient déjà bonnes sur ces organes, qu'elles ont pu devenir à bande large avec des isolateurs à ferrite.

C'est ainsi que la sortie émetteur du bâti présente un coefficient de réflexion inférieur à 1,5 % dans plus de 70 MHz et l'entrée récepteur du bâti 1,5 % dans plus de 20 MHz.

Ces caractéristiques sont bien meilleures qu'il ne serait nécessaire pour des canaux télévision ; elles ont évidemment été recherchées dans le cadre déjà exposé d'un bâti valable également pour 600 voies téléphoniques.

3.5. Performances des canaux télévision France-Angleterre

On considère en général le rapport :

$$r = \left(\frac{\text{amplitude efficace du bruit}}{\text{amplitude de crête à crête du signal vision}}\right)^2$$

En fonction des paramètres définis plus haut :

$$r = \frac{cF}{P} \cdot KTB \frac{1}{3} \frac{B^2}{D_2}$$

Dans le cas des canaux télévision France-Angleterre l'excursion nominale D de crête à crête du signal vision est de 5,6 MHz (8 MHz pour le signal complet avec synchronisation).

Les 3 trajets ont des distances respectives de :

45, 15 et 60 km

Le rapport r calculé avec $x_1 = x_2 = x_3 = 1$ (atténuation en espace libre) est de 55,5 décibels.

La moyenne arithmétique des mesures faites lors de la réception provisoire sur les deux canaux de télévision aller et retour donne 55 décibels (4 mesures faites à des jours différents en présence de variation de champs de quelques décibels dus aux évanouissements sur le trajet maritime).

Pour des liaisons de ce genre la valeur moyenne du champ est de l'ordre de 2 décibels inférieure à la valeur théorique en espace libre et on devrait adopter $x_1 = x_2 = x_3 = 1{,}6$

Le résultat des mesures est donc bien dans ces conditions supérieur à la performance calculée du fait des marges de sécurité adoptées sur chaque paramètre. Il va sans dire que ce rapport signal à bruit pour une liaison télévision de 10 MHz de bande est une performance dont on peut tirer quelque satisfaction (la spécification CNET demandait 46 décibels)

L'influence d'un évanouissement de 20 décibels sur le trajet maritime (le plus long) se traduirait par un rapport signal à bruit de 39 décibels. Un tel évanouissement n'est escompté que pendant 0,5 % du temps.

Performances video-fréquence

Ces performances résultent d'une part des caractéristiques de la liaison proprement dite telles que bandes passantes SHF et MF, distorsions de modulation et démodulation, amplificateurs vidéo-fréquence.

Sur les deux canaux télévision installés et pour les sens aller et retour, les mesures lors de la réception provisoire ont fait apparaître les performances suivantes :

Distorsion de signaux rectangulaires (de fréquence 50 Hz pour une excursion de 8 MHz crête à crête)

3 % dans les 4 cas.

Temps d'établissement (pour des signaux carrés de fréquence 200 kHz environ pour une excursion de 8 MHz crête à crête avec un appareillage de mesure ayant un temps d'établissement de 50 ns)

inférieur à 75 ns dans les 4 cas.

Amplitude de suroscillation (dans les conditions de l'essai précédent)

inférieure ou égale à 4 % dans les 4 cas.

Performance de distorsion non linéaire

Dans les 4 cas, l'affaiblissement de distorsion de non linéarité pour un signal modulant sinusoïdal de fréquence 100 kHz produisant une excursion de fréquence de 8 MHz crête à crête a été supérieur à 44 décibels pour l'harmonique 2 et supérieur à 38 dB pour l'harmonique 3.

Constatation de l'absence de compensation

L'affaiblissement de distorsion linéaire en un point quelconque compris entre zéro et 10 MHz ne change pas de plus de 1,5 décibel lorsque la fréquence porteuse est déplacée de 70 MHz à 65 ou 75 MHz. Cet essai donne la confirmation que les performances ne résultent pas de compensations et est par conséquent une garantie pour la permanence des performances dans la durée.

3.6. Performances escomptées en téléphonie 600 voies

La puissance de bruit psophométrique en watts en un point de niveau relatif zéro sera la somme des puissances de bruit suivantes (en négligeant le bruit thermique uniforme ce qui est justifié par les limitations particulièrement efficaces).
puissance de bruit thermique triangulaire

$$0{,}5 \times 10^{-3} \; A \; \frac{FKTB \; N \; C}{P} \times \frac{f^2}{d^2}$$

puissance de bruit uniforme de distorsion de 1re espèce

$$0{,}5 \times 10^{-3} \; A \; (2a_2 \; {}^2d^2 + 4{,}5 \; a_3 \; {}^2d^4)$$

puissance de bruit triangulaire de distorsion de 2e espèce

$$2\pi^2 \times 10^{-3} \; A \; f^2 \; (2 \; b_2 \; {}^2d^2 + 4{,}5 \; b_3 \; {}^3d^4)$$

Bruit thermique triangulaire

Supposons le circuit fictif de référence CCIR réalisé par 45 sections de 56 km chacune

$$c_t = \left[\frac{4\pi R_t}{l\, p_t G}\right]^2$$

$$R_t = 5{,}6 \times 10^4 \text{ m}$$

$$l = 7{,}9 \times 10^{-2} \text{ m}$$

$$p_t = 0{,}50$$

$$G = 7000$$

d'où $c_t = 6{,}5 \times 10^6$

pour 45 sections sans évanouissement :

$$c = 45 \times c_t = 2{,}9 \times 10^8$$

pour 43 sections sans évanouissement et 2 avec évanouissement de 20 dB :

$$c = (43 + 200)\ c_t = 1{,}58 \times 10^9$$

D'autre part : $A = 0{,}032$

$F = 25$ (14 dB)

$KT = 0{,}4 \times 10^{-20}$

$N = 600$

$P = 6$

$f = 2{,}5 \times 10^6$

$d = 0{,}66 \times 10^6$

On trouve avec ces valeurs une puissance de bruit triangulaire égale à :

$$9{,}2 \times 10^{-18} \times c$$

pour 45 sections sans évanouissement :

2 650 picowatts

pour 43 sections sans évanouissement, et deux avec un évanouissement simultané de 20 dB :

14 500 picowatts.

Bruit dû aux distorsions de première espèce

Pour un couple de modulateur et démodulateur la puissance de bruit d'intermodulation serait avec les valeurs limites admises pour :

$$a_2 = 2 \times 10^{-9}$$

$$a_3 = 1{,}5 \times 10^{-15}$$

de 57 picowatts pour le terme dû à a_2 et 31 picowatts pour le terme dû à a_3, soit :

88 picowatts pour l'ensemble ; et 792 picowatts pour le circuit fictif de référence avec 8 points de démodulation intermédiaire.

Les mesures avec un bruit blanc effectuées sur un couple de châssis modulateur et démodulateur confirment le caractère uniforme de ce bruit d'intermodulation et donnent des résultats très voisins du calcul avec une charge équivalant à 600 voies ; cependant les modulateurs et démodulateurs étaient ceux des canaux de télévision en service et pour la version téléphonie des conditions plus sévères en a_2 et a_3 seraient imposées.

Bruit dû aux distorsions de deuxième espèce

Avec les valeurs limites indiquées pour les coefficients :

$$b_2 = 5{,}5 \times 10^{-17}$$

et $b_3 = 1{,}8 \times 10^{-23}$

On trouve pour 45 trajets sans compensation supposée ni égalisation de phase :

510 picowatts venant du terme en b_2

50 picowatts venant du terme en b_3

Ici encore nous sommes en présence d'une limite supérieure que l'on peut réduire notablement en améliorant le centrage à mieux que 1 MHz.

Conclusion

Les équipements décrits permettent d'escompter une puissance de bruit psophométrique inférieure à 4 100 picowatts pour le circuit fictif de référence chargé à 600 voies sans préaccentuation ni égaliseurs de phase ; cette puissance de bruit ne comprend pas le bruit d'intermodulation dû aux réflexions dans les guides d'ondes qui doit être étudié séparément en tenant compte du nombre de canaux, c'est-à-dire du nombre de filtres de branchement traversés, et également des longueurs maximum de guide envisagées ; mais on peut considérer qu'une marge importante de la puissance de bruit admissible est disponible pour ce bilan, et que cette marge pourrait être encore accrue en cas de besoin par l'introduction d'une préaccentuation.

LES ANTENNES DANS L'ESPACE

PAR

Maurice G. CHATELAIN

Senior Electronics Engineer
Antenna Research Laboratory
Convair Astronautics
Division de la General Dynamics Corporation
San Diego - Californie

Le problème des radiocommunications dans l'espace devient de plus en plus difficile en raison de la portée et de la vitesse toujours croissantes des véhicules.

En théorie, il ne devrait pas y avoir de limite à la portée des communications dans l'espace, à condition qu'il y ait assez de puissance à l'émetteur et assez d'amplification au récepteur.

En pratique, cependant, la puissance de l'émetteur est limitée par le poids, l'amplification du récepteur par le bruit de fond, et l'un des meilleurs moyens d'augmenter la portée des communications est d'améliorer l'efficacité des antennes.

A bord d'un véhicule dans l'espace, l'énergie nécessaire peut être obtenue à partir de différentes sources, chimiques, solaires, ou nucléaires. On peut obtenir environ vingt watts-heure par kilog pendant plusieurs mois avec une batterie chimique, deux watts-heure par kilog pendant environ dix ans avec une batterie solaire, et environ mille cinq cent watts-heure par kilog pendant trois ans avec une batterie nucléaire. Dans un proche avenir, les véhicules interplanétaires seront sans doute propulsés par fusion thermo-nucléaire et la nouvelle science magnéto-hydrodynamique nous fournira une source d'énergie presque illimitée et d'un poids pratiquement négligeable. Mais pour l'instant, avec les sources d'énergie dont nous disposons à l'heure actuelle, nous sommes encore limités par le poids.

L'amplification dans le récepteur est limitée par le bruit de fond, qui est lui-même fonction de la température et de la largeur de bande de modulation, suivant la relation classique :

$$P_N = KT . \Delta F$$

dans laquelle P_N représente l'énergie en watts correspondant au bruit de fond, K la constante de Boltzmann, 1.38×10^{-23} joule par degré Kelvin T la température absolue en degrés Kelvin, ΔF la largeur de bande de modulation en Hz.

Le bruit de fond peut être atténué par refroidissement du récepteur ou par l'emploi de l'amplification moléculaire connue sous le nom de MASER. Il peut aussi être atténué par réduction au minimum de la largeur de bande de modulation.

La télévision exige une largeur de bande minimale de 3 MHz, la voix humaine 3 kHz et la télémesure environ 30 hertz. Au cours d'un voyage interplanétaire, il y aura sans doute beaucoup de temps disponible et peu d'information à transmettre. En conséquence, le taux d'information pourra probablement être réduit à quelques hertz, ce qui aura pour résultat d'améliorer sensiblement le bruit de fond.

Le bruit de fond provenant de l'extérieur, ou interférence, est surtout un problème d'antennes. Les antennes peuvent être établies de façon à éliminer les différentes sortes d'interférences à l'exclusion de celles provenant du parcours de propagation et ayant la même fréquence et la même polarisation que le signal à recevoir. Malheureusement, en ce qui concerne les radiocommunications dans l'espace, la fréquence et la polarisation ne peuvent être considérées comme des valeurs constantes.

Dans la conception d'une antenne, on doit considérer la fréquence, la polarisation et la directivité.

Le choix d'une fréquence d'émission n'est pas un problème simple. Nous savons qu'en dessous d'environ 20 mégahertz, les ondes électromagnétiques sont réfléchies par l'ionosphère et qu'au dessus d'environ 20 gigahertz, elles sont absorbées par la vapeur d'eau en suspension dans l'atmosphère. Par conséquent, en ce qui concerne les communications entre la terre et l'espace, nous sommes limités par ces deux valeurs extrêmes. D'ailleurs les échos de radar obtenus récemment en provenance de la lune entre 30 et 3 000 mégahertz nous fournissent une idée assez précise de la meilleure bande de fréquence à utiliser pour ce genre de communications.

(1) Conférence présentée au cours du Space Exploration Meeting, devant les représentants de l'Air Research and Development Command, de l'American Rocket Society, et de l'Institute of Aeronautical Sciences, le 5 août 1958, à San Diego, California, U.S.A.

Dans le cas de communications entre deux véhicules dans l'espace, il est évidemment possible d'utiliser des fréquences beaucoup plus ou beaucoup moins élevées.

Avant l'avènement des Sputniks, Explorers et Vanguards, on avait l'habitude de considérer la fréquence d'une onde radio comme une valeur relativement stable, la même à l'émetteur et au récepteur. L'effet Doppler, changement de fréquence causé par la différence de vitesse, était utilisé pour mesurer la vitesse et l'altitude des avions mais n'était pas assez important pour gêner les radiocommunications. Même avec les satellites, l'effet Doppler n'est pas encore un problème sérieux. Il est même très utile pour calculer les orbites. Mais lorsque nous allons aborder les voyages interplanétaires, le problème sera différent. Au cours des prochaines semaines, nous allons lancer une fusée autour de la Lune, et au cours des prochaines années, autour de Mars. Ces projets n'auraient aucun sens si les véhicules interplanétaires n'étaient pas en mesure de nous transmettre les renseignements scientifiques qu'ils pourront obtenir. Mais pour effectuer ces voyages dans un délai raisonnable, il sera nécessaire d'atteindre des vitesses fantastiques, croissantes pendant la première moitié et décroissantes pendant la seconde moitié du voyage. La vitesse relative du véhicule par rapport à la terre, et par suite le changement de fréquence causé par l'effet Doppler, pourront varier pendant toute la durée du parcours, exigeant des antennes à très large bande de fréquence.

L'attitude du véhicule par rapport à la terre sera difficile à établir et à maintenir. La position relative des antennes d'émission et de réception, et par suite la polarisation, seront inconnues. De plus, avec certains types d'antennes, les hélices par exemple, la polarisation dépend du rapport entre la longueur d'onde et les dimensions de l'antenne. Pour certaines dimensions données de l'antenne, on peut considérer la polarisation comme une fonction de la fréquence, et nous allons voir que dans l'espace, la fréquence est elle-même une fonction de la vitesse.

Par suite du changement de fréquence, lui-même fonction de la différence de vitesse, un signal radio de 1 000 mégahertz émis à partir d'un véhicule s'éloignant de la terre avec une vitesse égale à un tiers de celle de la lumière, par exemple, serait reçu sur la terre avec une fréquence d'environ 700 mégahertz, suivant la relation :

$$\frac{F_e}{F_s} = \sqrt{\frac{1-\alpha}{1+\alpha}}$$

et, dans le cas d'un véhicule se dirigeant vers la terre, il serait reçu avec une fréquence d'environ 1 400 mégahertz, suivant la relation :

$$\frac{F_a}{F_s} = \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}}$$

dans lesquelles α représente le rapport de la vitesse du véhicule à la vitesse de la lumière, F_s représente la fréquence d'un émetteur statique, F_e la fréquence d'un émetteur qui s'éloigne et F_a la fréquence d'un émetteur qui s'approche.

Ceci représente, pour une même fréquence d'émission, une largeur de bande de 2 à 1 en ce qui concerne la fréquence de réception.

Au cours des dernières années, un travail considérable de recherche a été effectué en vue d'obtenir des antennes à large bande de fréquence susceptibles de recevoir n'importe quelle polarisation.

Dans la bande des hyperfréquences, des résultats intéressants ont été obtenus récemment à l'aide d'éléments à section cruciforme à l'intérieur de guides d'onde carrés, ou à l'aide d'éléments coniques à l'intérieur de guides d'onde cylindriques. Avec ces dispositifs, il est possible d'obtenir une largeur de bande de 3 à 1, par exemple de 3 à 9 gigahertz. Ces résultats sont très encourageants mais peuvent encore être améliorés.

Une idée nouvelle, la théorie angulaire, peut nous permettre de construire des antennes à très large bande de fréquence.

Si une antenne est conçue de telle façon que ses dimensions soient définies uniquement par des angles, ses caractéristiques sont indépendantes de la fréquence. Un cône, défini par un angle, ou une spirale, définie par deux angles, sont d'excellents exemples de cette théorie.

En principe, il devrait être possible de construire une antenne idéale à bande de fréquence infinie par projection d'une spirale infinie sur la surface d'un cône infini. Mais en pratique, il est difficile de construire une spirale conique infinie, même dans l'espace. On doit transiger et accepter au moins une dimension linéaire.

Dans l'espace, la forme géométrique la plus courante, ainsi que la plus facile à construire, est la sphère. La sphère a une dimension linéaire, sa circonférence, et peut être utilisée avec la théorie angulaire.

Prenons par exemple une spirale équiangulaire plane et projetons-la sur la surface d'une sphère. Nous obtenons ainsi une spirale équiangulaire sphérique qui satisfait aux conditions de la théorie angulaire dans les limites de sa dimension linéaire, la circonférence de la sphère. Dans la mesure où la longueur de cette circonférence est supérieure à la longueur d'onde maxima susceptible d'être utilisée, les conditions de la théorie angulaire peuvent être considérées comme satisfaites.

La spirale est définie par son rayon ρ, fonction de deux angles, α l'angle de pente et β l'angle polaire, suivant la relation :

$$\rho = e^{\alpha\beta}$$

Les bords d'un conducteur spiral équiangulaire sont des courbes identiques, l'une d'entre elles étant décalée par rapport à l'autre d'un angle fixe γ représentant la largeur du conducteur. Les rayons de ces courbes, ρ_1 et ρ_2 sont définis par les relations :

$$\rho_1 = e^{\alpha\beta} \qquad \rho_2 = e^{\alpha(\beta-\gamma)}$$

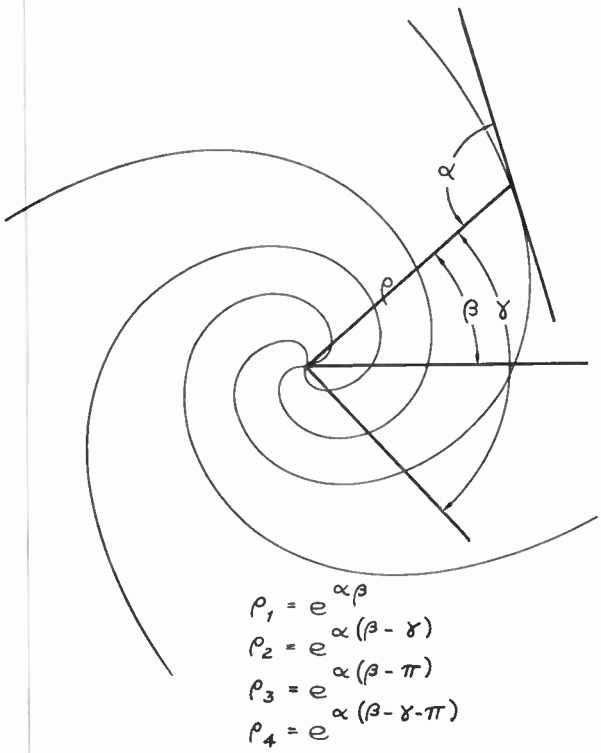


FIG. 1. — Antenne spirale équiangulaire équilibrée

Dans le cas d'un conducteur spiral double, ou équilibré, les rayons des bords de la seconde partie du conducteur sont :

$$\rho_3 = e^{\alpha(\beta-\pi)} \qquad \rho_4 = e^{\alpha(\beta-\pi-\gamma)}$$

En d'autres termes, un conducteur spiral équilibré est parfaitement défini par les trois angles α, β, γ.

Nous allons voir maintenant comment un tel conducteur peut être utilisé comme antenne par projection sur la surface d'une sphère.

L'antenne serait imprimée par projection de métal sur l'enveloppe d'un ballon en matière plastique qui ne serait gonflé que dans l'espace après avoir traversé l'atmosphère terrestre.

Il serait possible d'employer comme antenne, soit les deux bras métalliques de la spirale comme une antenne dipôle, soit l'intervalle existant entre eux comme une antenne à fente.

Le dipôle et la fente sont deux structures inverses et complémentaires suivant le principe de Babinet. L'impédance de la fente est proportionnelle à l'admittance du dipôle et vice-versa, suivant l'équation de Booker :

$$Z_d \cdot Z_f = Z_0^2/4$$

dans laquelle Z_0 est l'impédance caractéristique d'une structure infinie, 120 π, ou 377 ohms, Z_d est l'impédance du dipôle, Z_f l'impédance de la fente.

$$Z_{d_{ohms}} \times Z_{f_{ohms}} = 35\,476$$

Si les deux antennes étaient rectilignes, demi-onde et résonnantes, l'impédance Z_d du dipôle serait égale à $67 + j0$ ohms et l'impédance Z_f de la fente serait égale à $530 + j0$ ohms.

Mais ces deux antennes sont curvilignes et plus longues qu'une demi longueur d'onde, de sorte que l'impédance du dipôle est plus élevée et comporte un élément de réactance inductive, tandis que l'impédance de la fente est moins élevée et comporte un élément de réactance capacitive.

Lorsque la longueur de l'antenne tend vers l'infini, les deux impédances complexes tendent vers la même valeur absolue :

$$Z_d = Z_f = \sqrt{35\,476} = 188 \text{ ohms}$$

Cette valeur théorique a été confirmée par l'expérience et l'on peut considérer que dans le cas d'une longue antenne en spirale, l'impédance du dipôle a une valeur absolue très voisine de celle de la fente, soit environ 188 ohms.

En pratique, il semble préférable d'employer l'antenne à fente, ce qui permet d'alimenter la structure équilibrée à l'aide d'un câble coaxial encastré dans la surface métallique de l'antenne, évitant ainsi l'emploi d'un circuit d'accord et réduisant l'effet du câble d'alimentation sur les champs extérieurs.

Une particularité intéressante de l'antenne spirale sphérique est que, si les tours successifs du spiral sont assez rapprochés, il y aura plusieurs tours dont la circonférence restera très proche de la longueur d'onde, et dans cette région, les courants dans les conducteurs adjacents seront presque en phase, ce qui réduira le champ entre les conducteurs et

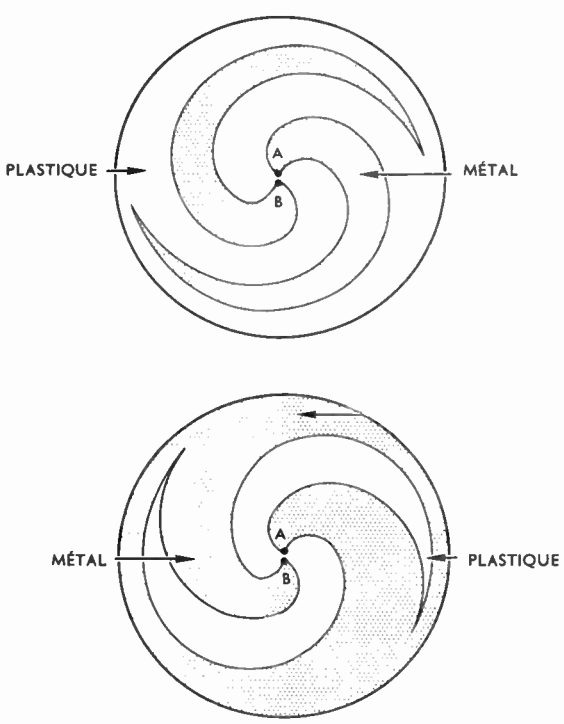


FIG. 2

augmentera le rayonnement du champ extérieur, créant ainsi un anneau rayonnant autour de la sphère. Un changement de fréquence aura seulement pour effet de déplacer l'anneau rayonnant sur la surface de la sphère vers une zone où la circonférence moyenne du spiral sera très voisine de la longueur d'onde.

Aussi longtemps que la longueur d'onde restera dans les limites de la circonférence de la sphère, nous pouvons considérer que les performances de notre antenne, définie uniquement par des angles, seront indépendantes de la fréquence.

En ce qui concerne la polarisation, nous savons que dans une structure circulaire, comme une hélice, par exemple, la polarisation est circulaire lorsque la longueur d'onde est sensiblement égale à la circonférence. Lorsque la fréquence décroît et que la longueur d'onde devient supérieure à la circonférence, la polarisation devient d'abord elliptique, puis linéaire. Les expériences effectuées sur des antennes planes en forme de spirale ont confirmé cette particularité et nous pouvons espérer que l'antenne spirale sphérique, dans les limites de ses dimensions, sera capable d'émettre et de recevoir n'importe quelle onde électromagnétique, quelle qu'en soit la fréquence ou la polarisation.

Le diagramme de rayonnement sera comparable à celui d'une hélice à rayonnement axial et la largeur du faisceau restera sensiblement la même sur toute l'étendue de la bande.

Il est évident que les antennes dans l'espace devront être peu encombrantes durant la traversée de l'atmosphère et très volumineuses lorsqu'elles seront dans l'espace. Ceci nous amène tout naturellement à l'idée d'utiliser un ballon, et dans ce cas, la spirale est sans aucun doute la meilleure antenne, définie uniquement par des angles, que l'on puisse réaliser sur la surface d'un ballon.

A notre connaissance, aucune recherche sérieuse n'a encore été entreprise dans le domaine prometteur de la spirale sphérique, mais les résultats déjà obtenus semblent très encourageants.

La directivité d'une antenne est proportionnelle à sa surface rayonnante S_r et au carré de la fréquence, suivant la relation :

$$D = 4\pi S_r F^2 / c^2$$

En vue d'obtenir la portée maximale, il sera nécessaire d'utiliser les antennes les plus grandes et les fréquences les plus élevées qu'il sera possible de réaliser.

D'autre part, nous ne devons pas oublier qu'une partie seulement de l'énergie disponible est rayonnée sous la forme d'énergie électromagnétique, le reste devant être rayonné sous la forme de chaleur. Dans l'espace, la chaleur ne peut être évacuée au moyen de l'air ambiant, et les antennes devront être conçues pour rayonner l'excédent d'énergie calorifique aussi bien que l'énergie électromagnétique.

On peut se demander quelle est, à l'heure actuelle, la portée maxima des radiocommunications dans l'espace. Avec l'appareillage électronique dont nous disposons, il faut environ 10 watts pour envoyer un

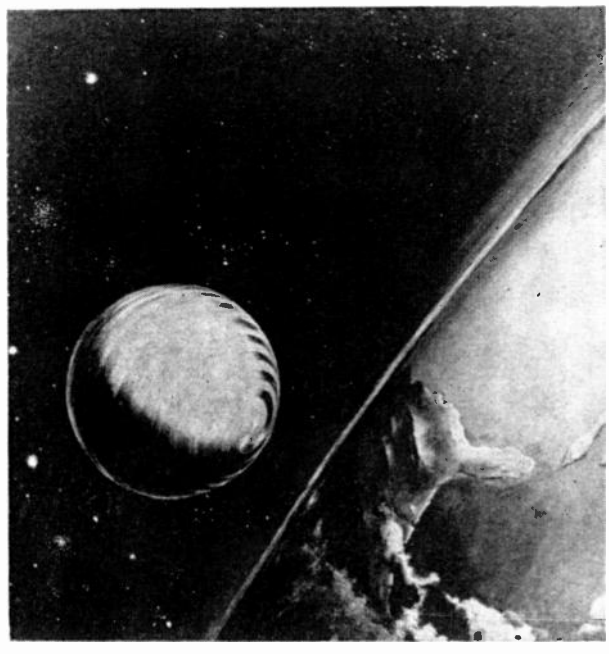


FIG. 3 (Allen A. Adams)

message radio jusqu'à la Lune, 100 watts pour Vénus, et 300 watts pour Mars. Nous pourrions certainement atteindre Jupiter, distant d'environ 600 millions de kilomètres, et peut-être même Saturne, distant d'environ 1 300 millions de kilomètres, mais si nous voulons transmettre une image de télévision convenable depuis la Lune, il nous faut environ 300 kilowatts, ce qui devient un sérieux problème.

Si nous devons atteindre un jour les limites de notre système solaire, cela ne pourra être réalisé qu'avec des véhicules dont la vitesse sera comparable à celle de la lumière et nous aurons à résoudre une nouvelle série de problèmes. Par suite de la relativité, le temps, la fréquence et même l'énergie présenteront de très larges différences entre l'émetteur et le récepteur. L'énergie du photon, fonction de la fréquence, sera par conséquent fonction de la vitesse relative. La distorsion des coordonnées aura pour conséquence de concentrer l'énergie dans le sens de la marche du véhicule, ce qui sera excellent pour un véhicule se dirigeant vers la terre, mais désastreux pour un véhicule s'en éloignant. Pour les mêmes raisons, il se produira une sorte d'aberration dans la position apparente du véhicule et les signaux radio sembleront venir d'une autre direction.

Tous ces phénomènes auront une influence considérable sur la conception des antennes. Des idées nouvelles seront appliquées, telles que les antennes périodiques ou logarithmiques, ou bien le sillage de gaz ionisés suivant le véhicule, l'ionisation étant produite par les gaz d'échappement de la fusée ou par collision avec les molécules de gaz. Nous savons que l'espace interplanétaire n'est pas un vide absolu et la vitesse du véhicule pourra compenser la rareté des molécules.

Il est difficile à l'heure actuelle d'imaginer ce que seront dans le futur les antennes de l'espace, mais nous pouvons déjà être certains qu'elles joueront un rôle très important dans les relations interplanétaires.

CARCINOTRONS DU TYPE O FONCTIONNANT SUR UNE LONGUEUR D'ONDE DE 2 mm

PAR

M. YEOU-TA

Compagnie Générale de T. S. F.

Introduction

La génération d'énergie haute fréquence à des longueurs d'onde de l'ordre du millimètre est d'un grand intérêt, et pour l'extension de nos connaissances scientifiques et pour le développement des applications techniques.

— Pour la production de ces ondes, les spectroscopistes, notamment, utilisent depuis de nombreuses années déjà la multiplication de fréquence d'une source primaire opérant le plus souvent à 8 ou 4 mm, et ce procédé leur a permis d'étendre les mesures HF jusqu'à des longueurs d'onde voisines du demi-millimètre.

— Les puissances obtenues ainsi restent cependant extrêmement faibles et ce fait limite l'application des ondes millimétriques à quelques types de mesures de laboratoire. Nombre d'études proprement physiques (par exemple le diagnostic hyperfréquence des plasmas relativement denses) et d'applications techniques (telles que les communications à très grand nombre de voies) basées sur l'emploi des ondes millimétriques nécessitent par contre une certaine puissance continue ; et le domaine même des fréquences accessibles par multiplication ne peut être commodément étendu que par l'emploi de sources primaires à fréquence plus élevée.

Parmi les divers dispositifs électroniques susceptibles de produire des ondes cohérentes à très haute fréquence figure en bonne place le « Carcinotron O ». Il se compare favorablement au klystron reflex par exemple et c'est avec des tubes du type « Carcinotron O » qu'ont été atteintes les fréquences les plus élevées produites directement jusqu'à présent, en régime continu, par un tube électronique.

C'est pourquoi des études de « Carcinotron O » sont actuellement poursuivies pour la région 100-200 GHz, à la Compagnie Générale de T.S.F. prolongeant ainsi un travail qui a déjà abouti à la mise au point d'une suite de générateurs couvrant d'une manière continue les bandes de 1 à 100 GHz. Les premiers résultats concernant les bandes 140 et 170 GHz ont déjà été signalés (*Le Vide* de juillet-août 1957) et c'est l'objet de cet exposé de donner sur l'extension du domaine de fonctionnement des Carcinotrons O à ces bandes des détails complémentaires.

Cette extension aux hautes fréquences ne se fait pas sans difficultés et dans une première partie nous présenterons d'une manière qualitative les problèmes physiques et technologiques que pose alors le fonctionnement des Carcinotrons O. Dans une deuxième partie, nous donnerons une description sommaire des résultats obtenus sur des tubes où l'on s'est efforcé d'allier à une certaine facilité d'emploi une bonne durée de vie.

1. Limitations au fonctionnement des carcinotrons O aux très hautes fréquences

1.1. Fonctionnement des Carcinotrons O. Schéma optimum limite

Le fonctionnement des Carcinotrons O est basé, comme on sait, sur l'interaction longitudinale d'un faisceau électronique et d'un harmonique d'espace retrograde se déplaçant à une vitesse voisine de celle du faisceau, le long d'une ligne à retard. Lors de l'interaction, le faisceau cède une énergie haute fréquence prélevée sur son énergie cinétique, qui est reportée vers l'entrée du faisceau. Il y a réaction interne et oscillation si le couplage entre onde et électrons est suffisamment élevé. La vitesse de phase d'un harmonique d'espace rétrograde varie nécessairement avec la fréquence, de sorte qu'il existe, au moins dans une certaine gamme, pour une vitesse donnée du faisceau, une fréquence pour laquelle

l'onde se déplace en synchronisme avec les électrons, fait qui explique la très importante propriété d'accord électronique des « Carcinotrons O ».

Dans l'hypothèse où l'on sait produire un faisceau de densité donnée, le fonctionnement optimum est atteint dans les conditions limites suivantes :

— Les électrons ont la même vitesse longitudinale.

— La ligne est sans pertes.

— Sa « transparence » (rapport des sections du faisceau et de la ligne) est très voisine de 1.

— Les dimensions transversales des régions d'interaction (en angle de transit) sont très petites.

— Seul le mode en interaction avec le faisceau emmagasine ou transporte de l'énergie.

Aux hautes fréquences divers facteurs interviennent qui limitent l'interaction et peuvent même empêcher toute oscillation. Les limitations qui s'introduisent ainsi peuvent être classées, quoiqu'assez arbitrairement, en limitations « absolues » d'ordre physique et en limitations « pratiques » de nature plus technologique.

1.2. Limitations d'ordre physique

1.2.1. On peut laisser de côté les limitations que les théories quantiques fixent à la fréquence d'interaction et que l'on peut estimer en écrivant que tout couplage efficace cesse lorsque les modulations de vitesse ou de courant sont du même ordre que leur indétermination quantique, ou si l'on veut lorsque les énergies mises en jeu dans les échanges avec un paquet d'électrons ne sont que d'un photon. En effet, étant donné les densités de courant actuellement réalisables, les longueurs d'onde où peuvent se manifester ces phénomènes sont de l'ordre ou sont même inférieures au 1/10 mm.

Dans les conditions habituelles, on vérifie que deux phénomènes physiques essentiels jouent un rôle beaucoup plus important. Ce sont :

— l'atténuation propre des circuits qui, par suite de l'effet pelliculaire, croît avec la fréquence,

— la distribution d'origine thermique des vitesses des électrons.

1.2.2. Parce que les lignes atténuent nécessairement, pour un type de ligne donné, il ne peut y avoir oscillation que si la densité de courant est supérieure à une valeur minimum.

Cette valeur minimum ne peut être atteinte que par l'emploi de canons convergents. Les vitesses thermiques transversales et longitudinales des faisceaux deviennent alors importantes, car l'écart quadratique moyen des vitesses initiales est multiplié par la convergence du canon.

L'étalement de la distribution des vitesses longitudinales s'oppose à la formation cohérente de paquets d'électrons.

L'existence de vitesses transversales importantes oblige à utiliser des champs magnétiques de focalisation beaucoup plus importants qu'il n'est nécessaire pour compenser les seules forces de répulsion entre électrons.

Parce que les champs magnétiques sont limités, il devient nécessaire d'admettre des espaces d'interaction de section relativement grande. Des effets de charge d'espace statiques (creux de potentiel, variation de vitesse longitudinale des électrons) ou dynamiques (force de répulsion s'opposant au groupement des électrons) interviennent alors qui limitent également le fonctionnement.

1.2.3. Les densités de courant transportées croissant avec la fréquence, la focalisation devenant plus délicate, on est conduit pour les tubes en régime permanent à faire fonctionner les tubes à une tension basse, ce qui exagère les effets de dispersion de vitesse longitudinale, et à utiliser des lignes relativement massives opérant sur harmonique d'espace, dont les caractéristiques électriques sont relativement mauvaises.

Une évaluation des fréquences maxima accessibles malgré ces phénomènes, doit naturellement tenir compte des valeurs de densités de courant que l'on sait actuellement produire et des champs magnétiques que l'on peut obtenir sans moyen excessif. On peut, dans ces conditions, fixer à environ 300 GHz la fréquence de fonctionnement maximum des « Carcinotrons O » en régime permanent.

1.3. Limitations pratiques

En fait ces limitations sont actuellement masquées par des limitations d'ordre technologique, susceptibles il est vrai d'être reculées.

Les irrégularités de construction de circuit, notamment les irrégularités de pas, se traduisent par une diminution de couplage. Ces irrégularités peuvent rendre illusoires les tentatives d'augmentation d'impédance de couplage par l'emploi de lignes très dispersives.

Les irrégularités de surface de cathode, les irrégularités d'émission sont à l'origine de vitesses transversales des électrons fréquemment beaucoup plus importantes que les vitesses transversales d'origine thermique du faisceau.

Les canons à forte convergence, dont l'emploi est rendu indispensable par la nécessité d'utiliser des cathodes à densité de courant relativement faible, présentent lorsque leur construction n'est pas parfaite, des effets de lentille et des aberrations extrêmement importantes.

2. Bases des réalisations au voisinage de 2 mm

Des réalisations ont été faites au voisinage de 2,1 et 1,8 mm. Elles ont été basées sur les points suivants :

2.1. Emploi d'une ligne a vannes

2.1.1. Le fondamental de cette ligne est direct. Le tube fonctionne sur le premier harmonique d'espace.

Ceci a pour inconvénients :

— de diminuer considérablement la résistance de couplage,

— d'exagérer les effets de charge d'espace ou de dispersion de vitesses longitudinales.

Par contre :

— le pas est relativement grand (il est de deux à trois fois plus élevé que celui d'une ligne opérant sur fondamental), ce qui permet d'obtenir une précision de construction relativement bonne, par les procédés habituels d'usinage (fraisage, par exemple),

— la dissipation thermique est élevée. Les structures utilisées peuvent dissiper 200 à 300 watts sans dommages.

2.1.2. L'atténuation répartie de la ligne est plus faible que dans un circuit opérant sur fondamental, mais parce que le coefficient de couplage de ce circuit est également peu élevé, le rôle de l'atténuation est en définitive comparable à celui d'une ligne à fondamental inverse.

2.1.3. On a augmenté la « transparence » de la ligne en réalisant des fentes longitudinales de couplage (voir fig. 1 : schéma de ligne).

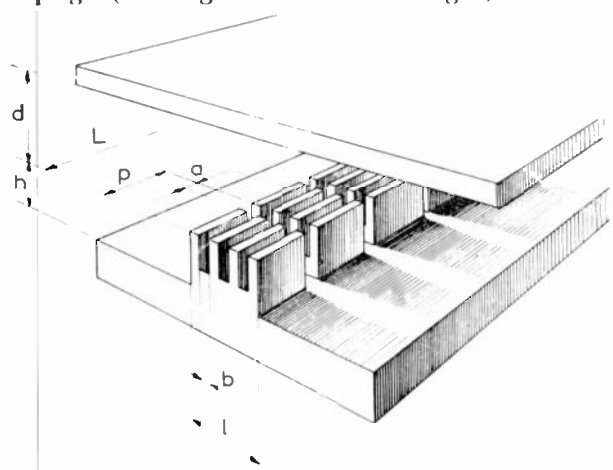


Fig. 1. — Schéma de ligne à vannes à fentes.

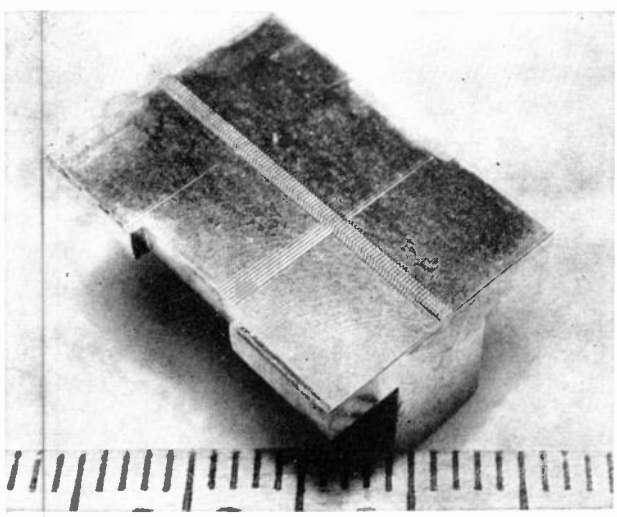


Fig. 2. — Ligne à vanne usinée.

On a cherché à augmenter la dispersion des lignes, en disposant les plafonds relativement loin des doigts. Ceci se traduit par une amélioration du couplage aux dépens de la bande d'accord électronique.

2.1.4. Les dimensions principales des lignes (définies dans la figure 1) à 2,1 et à 1,8 mm sont respectivement :

CO 21
Carcinotron O 21

p	*h*	*l*	*d*	*a*	*b*	*L*
0,2	0,5	1,1	0,3	0,075	0,1	15

CO 18
Carcinotron O 18

p	*h*	*l*	*d*	*a*	*b*	*L*
0,18	0,4	1,1	0,3	0,075	0,1	17

Les lignes sont obtenues par fraisage dans des blocs de cuivre dont l'atténuation et la dissipation thermique sont bonnes.

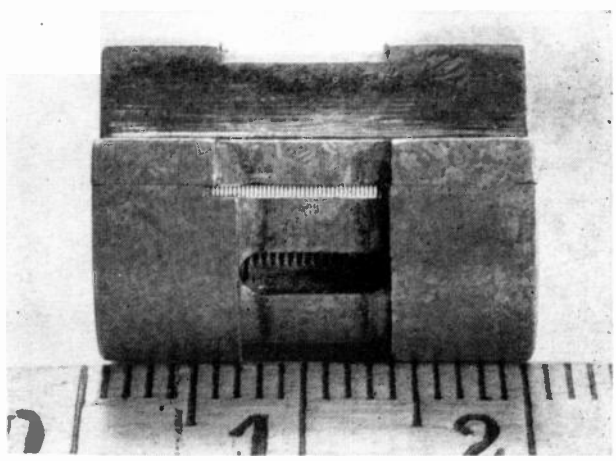


Fig. 3. — Bloc de ligne assemblé.

La figure 2 montre une ligne ainsi obtenue et la figure 3 un bloc-ligne assemblé.

2.2. Canon électronique

2.2.1. Des estimations de la densité du courant minimum nécessaire pour provoquer l'accrochage, étant donné l'atténuation de la ligne, conduisent à une valeur minimum de l'ordre de 10 A/cm².

Les cathodes à forte densité dont nous disposons (cathode 103 CSF) pouvant donner au maximum 5 A/cm² en régime permanent, l'emploi d'un canon convergent est nécessaire.

Pour obtenir d'excellentes durées de vie, on a choisi un canon très convergent, malgré les graves

inconvénients (auxquels il a été fait allusion au paragraphe 1) que suppose ce type de canon.

Le rapport de la surface de cathode à la section du faisceau est de l'ordre de 80 à 100. De sorte qu'une densité de l'ordre de 400 à 500 mA/cm² sur la cathode conduit à une densité de courant de faisceau de l'ordre de 40 à 50 A/cm².

2.2.2. Les trajectoires électroniques devant être pratiquement rectilignes, il est fait appel à un champ magnétique. Le flux du champ magnétique à travers la cathode doit être une fraction très importante du flux à travers le faisceau dans la région d'interaction pour éviter tout mouvement transversal des électrons. Cette fraction du flux à travers la cathode est estimée à environ 90 % du flux total.

Par suite de la très forte convergence du canon, il faut utiliser un canon assez fortement blindé.

La figure 4 représente le schéma du canon utilisé et la figure 5 la photographie du canon réalisé.

2.3. Technologie d'ensemble

La technologie d'ensemble de ces tubes reste la même que celle utilisée pour les tubes fonctionnant sur 100 GHz. Les premiers tubes réalisés ont des sorties HF sur guide circulaire.

Actuellement on réalise le guide de sortie, de forme rectangulaire, par étincelage dans le collecteur en Kovar, de dimensions 0,75 × 1,50 mm. La technique

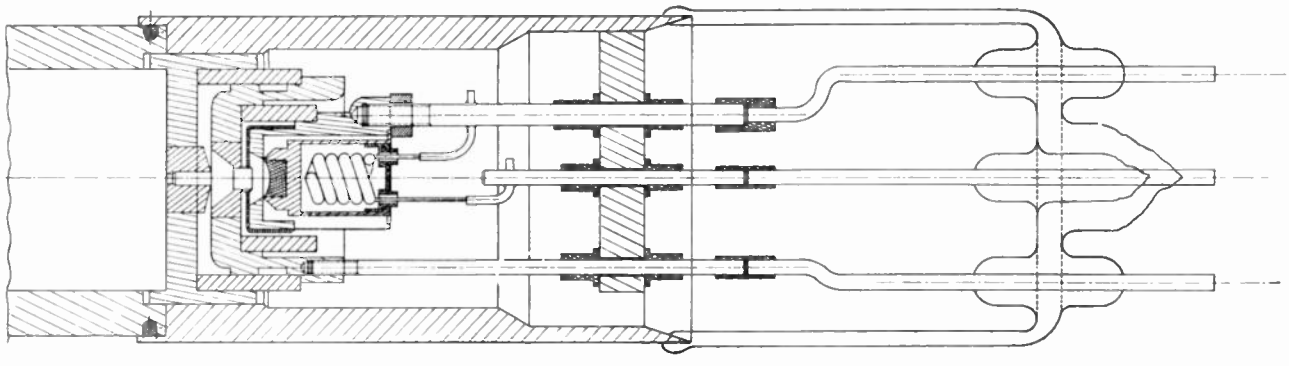


Fig. 4. — Schéma de canon convergent.

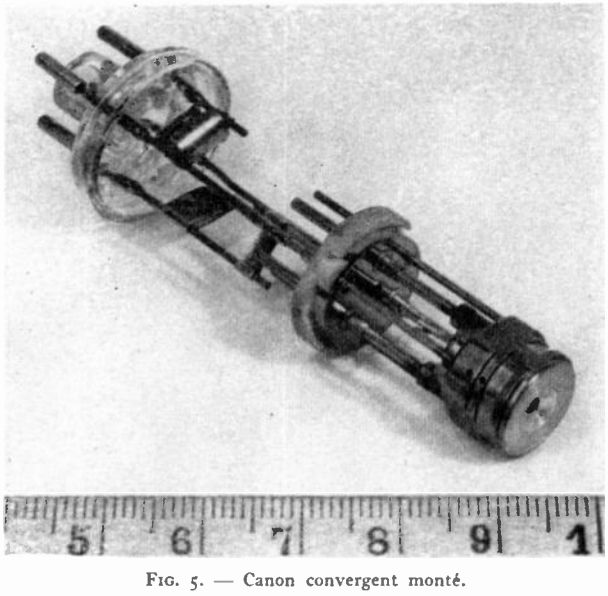


Fig. 5. — Canon convergent monté.

Fig. 6. — Aspect de Carcinotron 2 mm.

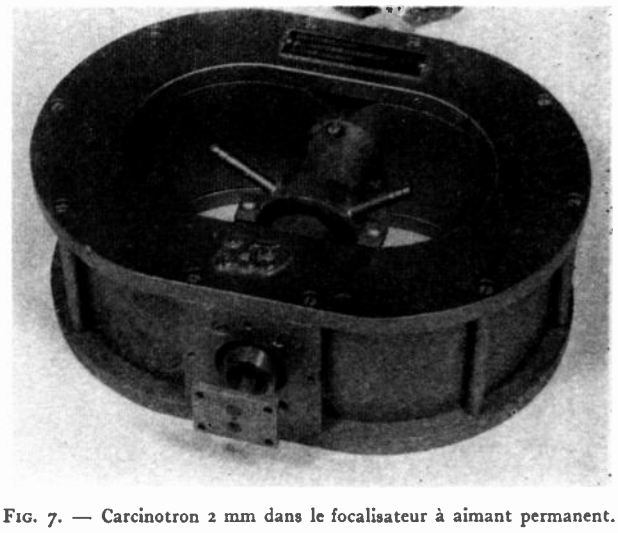


Fig. 7. — Carcinotron 2 mm dans le focalisateur à aimant permanent.

de brillantage du cuivre a été introduite pour améliorer l'état de surface des lignes et le nettoyage par ultrason vient parfaire la propreté des pièces entrant dans la construction du tube.

La figure 6 montre l'aspect du Carcinotron 2 mm et la figure 7 le tube équipé dans un focalisateur à aimant permanent.

3. Résultats expérimentaux

Les résultats essentiels sont consignés sur les courbes 8, 9, 10 et 11.

3.1. Tube CO 20

3.1.1. Les premiers tubes couvrent une bande d'environ 8 GHz, au voisinage de 140 GHz, pour

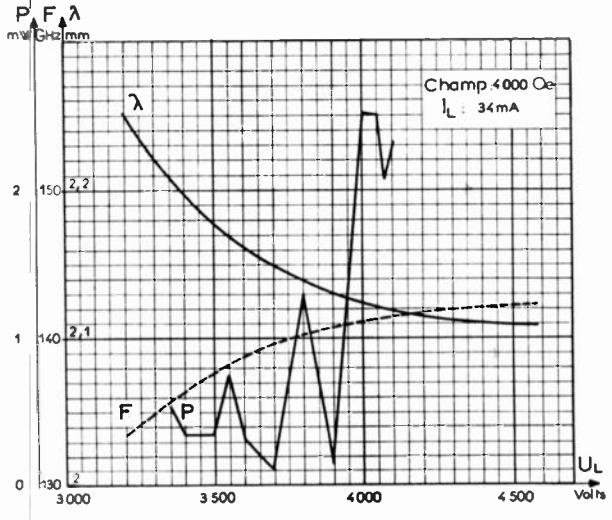


Fig. 8. — Caractéristiques d'un Carcinotron 2 mm.

une tension ligne variant d'environ 3,3 kV à 4,6 kV (fig. 8).

3.1.2. La puissance de sortie a été mesurée en

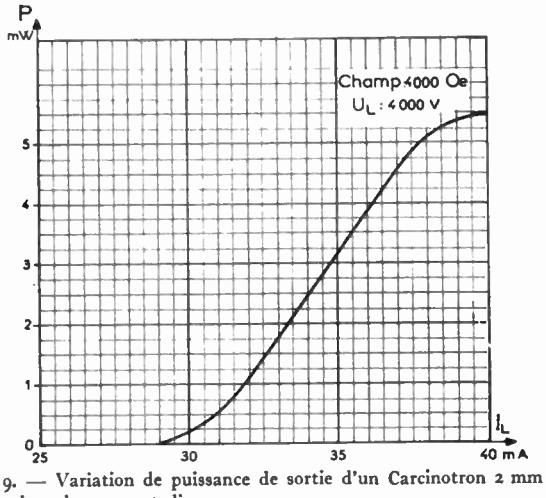


Fig. 9. — Variation de puissance de sortie d'un Carcinotron 2 mm en fonction du courant ligne.

utilisant une thermistance pour 8 mm placée dans une monture circulaire prévue pour des longueurs d'onde de 3 mm. On estime que les mesures ainsi faites donnent une valeur par défaut de la puissance fournie par le tube.

Les variations importantes de la puissance dans la bande paraissent dues à des désadaptations importantes entre tube et circuit de mesure.

La figure 9 montre la variation de la puissance de sortie en fonction du courant appliqué à la ligne.

3.1.3. Dans une autre série de tubes, la bande a pu être sensiblement doublée. Les bandes couvertes sont indiquées sur la figure 10.

3.1.4. Le champ magnétique utilisé était fourni par un électro-aimant produisant un champ de l'ordre de 4 000 gauss.

Des performances voisines ont été obtenues dans un aimant permanent d'un poids de 7 kg.

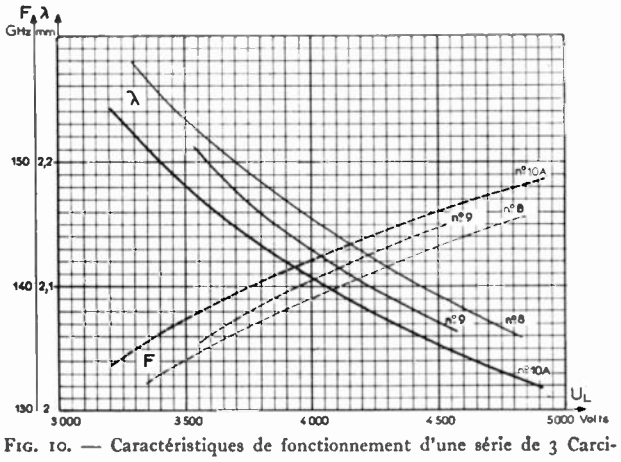


Fig. 10. — Caractéristiques de fonctionnement d'une série de 3 Carcinotrons 2 mm.

3.2. Tube CO 18

La figure 11 donne l'exemple d'un tube réalisé au voisinage de 1,8 mm. Ce tube oscille à une

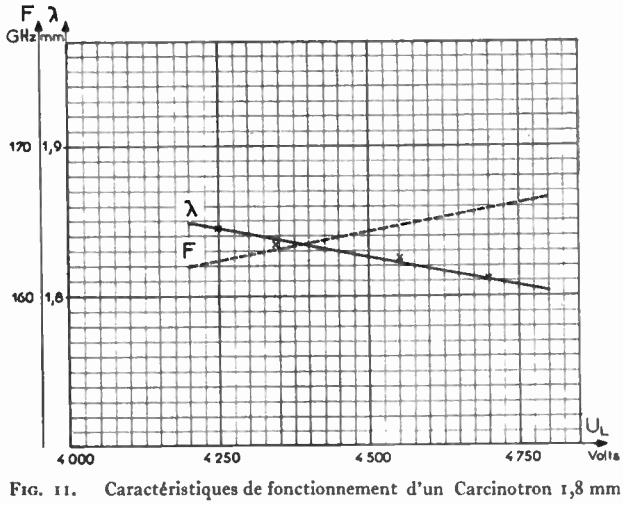


Fig. 11. Caractéristiques de fonctionnement d'un Carcinotron 1,8 mm

longueur d'onde de l'ordre de 1,82 mm pour une tension de l'ordre de 4,5 kV et un courant de 47 mA.

3.3. Appareil de mesure

A titre indicatif, le détecteur utilisé est montré en figure 12. Les mesures de longueur d'onde ont été effectuées au moyen d'un piston de court-circuit de précision (fig. 13).

La figure 14 représente le montage de thermistance utilisé.

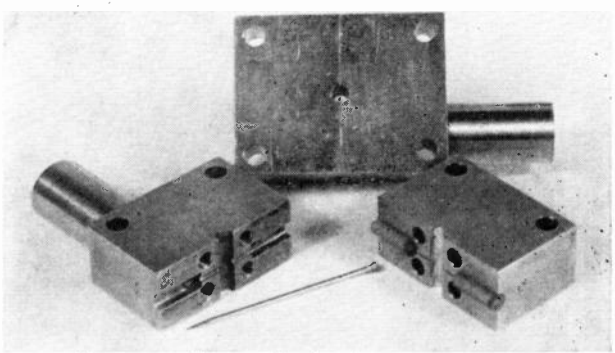


Fig. 14. — Montage de thermistance sur 3 mm.

Conclusion

Cette étude a permis la construction de « Carcinotrons O » oscillant en régime permanent, respectivement au voisinage de 2,1 mm et de 1,8 mm. Ce sont des tubes expérimentaux assez peu poussés et susceptibles d'améliorations ; mais ils permettent d'affirmer la possibilité de réaliser industriellement des « Carcinotrons O » opérant au voisinage de 2 mm et délivrant des puissances de l'ordre du milliwatt pour des emplois pratiques. Notamment ces tubes peuvent être focalisés par aimants permanents et leur durée de vie peut être excellente.

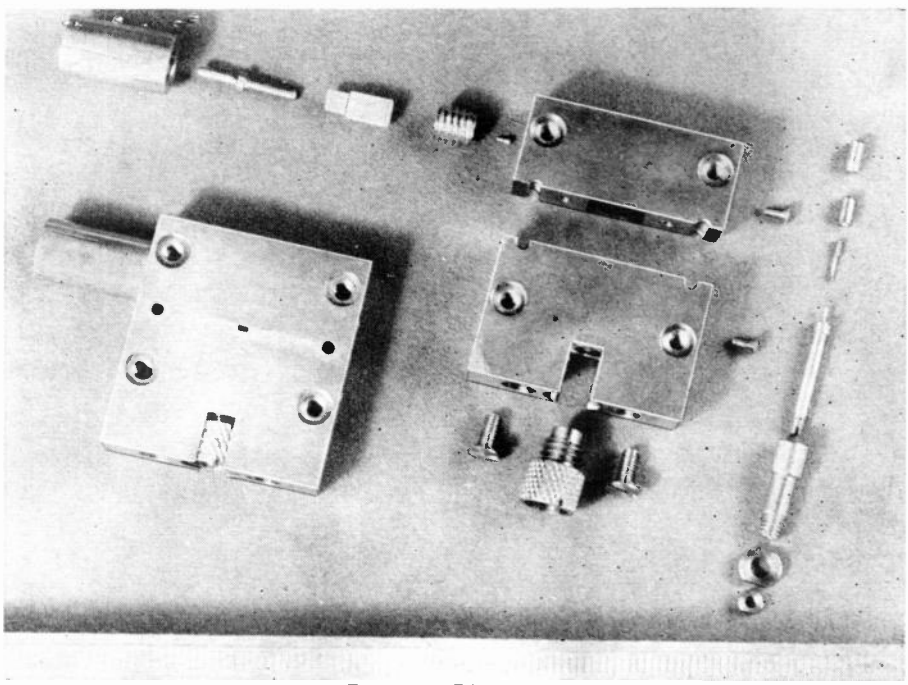


Fig. 12. — Détecteur 2 mm.

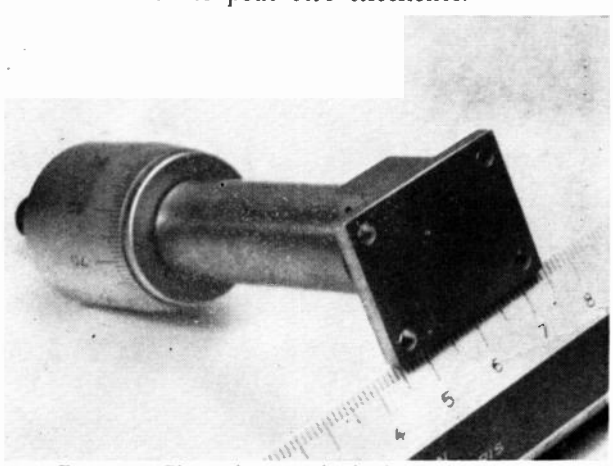


Fig. 13. — Piston de court-circuit de précision 2 mm.

A partir des bases actuelles des progrès sensibles peuvent être attendus d'une amélioration de la technologie générale des tubes et en particulier des lignes à retard et de la mise au point de canons relativement peu convergents et délivrant des faisceaux d'une densité de l'ordre de 100 A/cm². De telles améliorations devraient permettre la réalisation de tubes oscillant au voisinage de 200 à 250 GHz, nouvelle étape vers la valeur de 300 GHz, qui apparaît actuellement comme la fréquence supérieure de fonctionnement des Carcinotrons O en régime permanent.

Des progrès peuvent également être réalisés dans d'autres voies ; par exemple il paraît dès maintenant possible de réaliser des tubes fonctionnant à 150 GHz mais délivrant des puissances de l'ordre de 50 mW en régime continu.

***

Nous sommes particulièrement reconnaissants au Centre National d'Etudes des Télécommunications, qui a bien voulu apporter son appui à cette étude.

CONVERTISSEUR CONTINU - CONTINU RÉGULÉ A TRANSISTORS

PAR

M. A. TAILLEUR

Ingénieur à la Compagnie IBM France

1. Introduction

Si l'on excepte les transformateurs à tension constante qui donnent des transitoires de tension très importantes et une régulation de charge approximative puisque sans boucle de réaction, les alimentations régulées actuellement les plus courantes sont du type série ; l'élément actif (tube électronique ou transistor) est placé en série dans la charge et prend à ses bornes une tension variable, pour compenser les variations de charge et de tension d'entrée.

Lorsqu'il s'agit d'obtenir de fortes tensions et relativement faibles courants, le tube électronique s'adapte parfaitement. Si, au contraire, comme le développement des transistors y conduit, il faut obtenir de faibles tensions et forts courants, le transistor de puissance est tout indiqué.

Certains aspects des alimentations séries sont intéressants :

— Elles possèdent un temps de réponse très faible (quelques dizaines de µs au maximum) ;

— Leur régulation de tension est toujours excellente ;

— Leur encombrement est réduit ;

Par contre,

— Il n'existe pas d'isolement entre les tensions d'entrée et de sortie ;

— Leur rendement est faible ;

— Leur utilisation n'est pas universelle. En particulier les alimentations à forte tension (> 60 V) et fort courant, et à très faible tension et très fort courant, sont difficilement réalisables et en tout cas très coûteuses.

Certaines machines complexes, les machines à calculer par exemple, demandent un grand nombre de tensions régulées très différentes, toutes distinctes. Il est assez peu logique d'utiliser plusieurs types d'alimentations dans une même machine. Dans cette perspective, nous avons étudié un type d'alimentation universel comprenant un certain nombre d'éléments standard.

Son domaine d'application est très étendu : elle peut fournir, en effet, une tension absolument quelconque, et de grandes puissances (par exemple plusieurs kW).

Sa régulation est excellente et permet, par exemple, d'obtenir des tensions à 0,1 ou 0,2 % près lorsque la tension d'entrée varie de $\pm$ 10 % et la charge totalement.

2. Principe (fig. 1)

Un oscillateur pilote de faible puissance fournit des ondes rectangulaires dont la fréquence varie en fonction d'une tension d'erreur. Cet oscillateur commande deux transistors de puissance montés en push-pull et chargés par l'intermédiaire du transformateur.

Dans le secondaire de ce transformateur se trouvent deux enroulements d'un tore à cycle d'hystérésis rectangulaire, connectés en opposition. Au début de chaque demi-onde, et dans la mesure où le courant dans la charge est plus grand que le courant magnétisant du tore, chaque enroulement prend la pleine tension à ses bornes, puisque le tore se comporte comme un transformateur non saturé, jusqu'au moment où le tore se sature.

A ce moment, les enroulements se comportent comme des courts-circuits et la pleine tension est appliquée sur la charge.

La figure 1*b* donne la forme de quelques tensions de la figure 1*a*.

Soient :

t_1 : le temps de saturation du tore ayant un flux de saturation Φ_s ;

E_2 : la tension au secondaire du transformateur de sortie ;

E_m : la valeur moyenne de la tension redressée ;

n : le nombre de spires d'un enroulement torique.

$$t_1 = \frac{n}{E_2}\int_{-\phi_s}^{\phi_s} d\Phi = \frac{2n\Phi_s}{E_2}$$

$$E_m = E_2\left(\frac{1}{2f} - t_1\right)2f = E_2 - 4\,nf\,\Phi_s$$

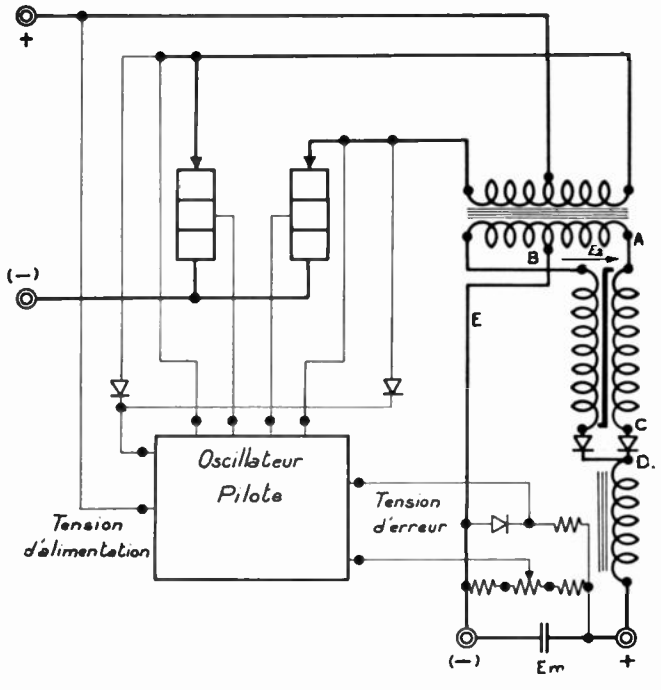


FIG. 1a.

Ainsi, E_m varie en fonction inverse de la fréquence.

Quand la tension d'entrée diminue ou que la charge augmente, la fréquence doit donc décroître. Cette particularité permet d'obtenir un bon rendement à puissance maxi.

La protection de surintensité est automatique. L'oscillateur est alimenté comme représenté (fig. 1*a*), c'est-à-dire par la tension d'entrée moins la tension de saturation des transistors de puissance. Si les transistors se désaturent sous l'effet d'une surintensité, la tension d'alimentation de l'oscillateur pilote est réduite pendant la partie utile du demi-cycle, ce qui provoque une augmentation de la fréquence, et donc une diminution de la tension de sortie. En cas de court-circuit, l'oscillateur pilote oscille à fréquence élevée (10 à 15 kHz) ; le tore n'est plus saturé et absorbe toute la tension.

3. Construction

Afin de simplifier au maximum le câblage et la réalisation de ces alimentations, nous avons décidé de les construire en 4 éléments au plus (fig. 2) :

— *Le circuit gros fil* qui comprend le bloc convertisseur.

L'étude de cette unité ne crée pas d'autres difficultés de calcul que celles des alimentations non régulées classiques.

— *Le circuit fil fin* qui comprend au plus 3 plaquettes imprimées.

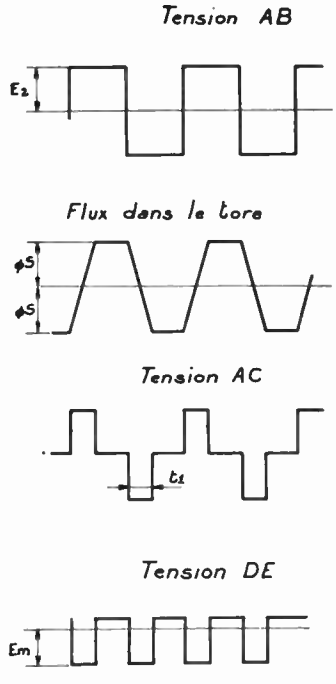


FIG. 1b.

Une plaquette comprenant le circuit de détection d'erreur :

3 types
- Régulation moyenne - pas de compensation de t^o ;
- Régulation moyenne - compensation de t^o
- Très bonne régulation - compensation de t^o.

Une plaquette comprenant l'oscillateur pilote :

Cet oscillateur est défini une fois pour toutes, quelle que soit la puissance demandée.

Eventuellement, une plaquette « Driver » à partir de 300 W environ.

Nous étudierons successivement ces éléments.

A. Circuit gros fil

a) Les transistors de puissance

Ils sont montés collecteur commun. Cette disposition permet l'utilisation d'une plaque de refroidissement seulement, et une meilleure répartition de

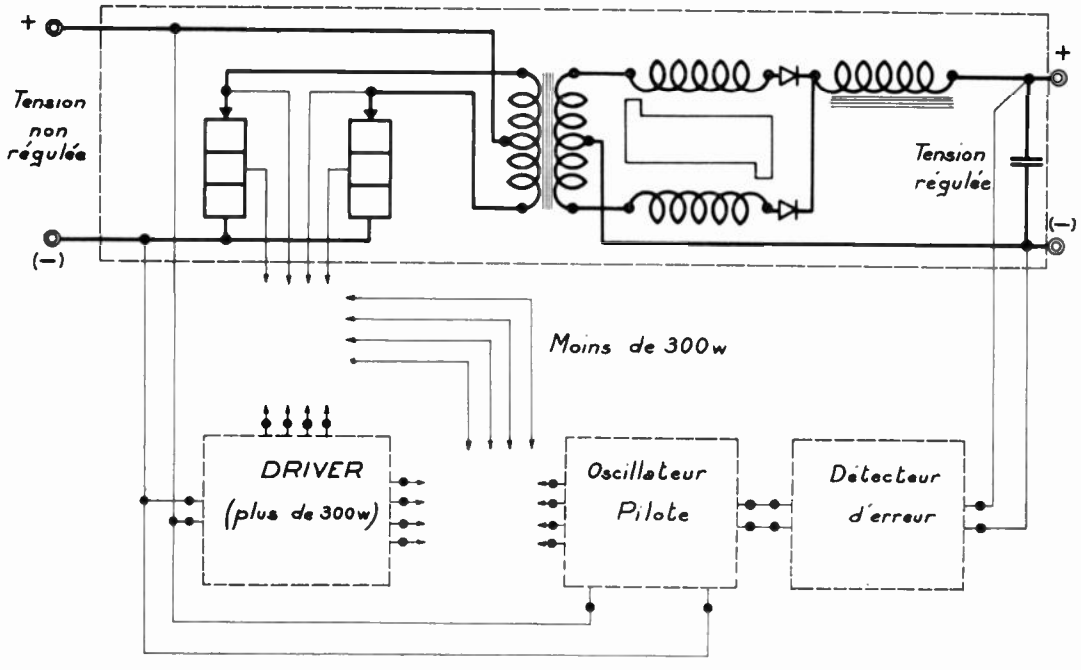


FIG. 2.

la chaleur. Ils ne sont pas nécessairement appariés. Leur manque de similitude (en gain particulièrement) agit sur la partie plongeante de la courbe $U = f(I)$. Il suffit de régler la valeur d'une résistance dans chaque base pour éliminer cet inconvénient.

Les transistors de puissance actuels ont une fréquence de coupure assez faible : 5 000 Hz par exemple en émetteur commun. C'est pourquoi les fréquences choisies s'étalent de 500 à 2 000 Hz environ. Notons que le rendement des transistors est maximum lorsque la fréquence est minimum, c'est-à-dire pour la puissance max. ; c'est un élément favorable.

Nous verrons que la puissance de commande est de 2 W max. Cette puissance permet facilement la commande en « switching » de 300 W.

b) Le transformateur et la self

Ils sont constitués de circuits en double C en Imphysil d'épaisseur de tôle 10/100 mm. L'imprégnation est souvent nécessaire pour réduire les vibrations à un faible niveau.

Le tore magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire peut être indifféremment en ferrite 3E ou en rectimphy.

c) La cellule de filtrage

Elle comporte évidemment une self en tête pour permettre le redressement en valeur moyenne. Comme dans tout redressement de ce type, le choix est à faire pour les valeurs respectives de la self et des condensateurs, en tenant compte, bien entendu, des conditions de filtrage en valeur moyenne.

Les considérations de prix jouent peu ici, car la cellule est de faible importance.

Mais considérons une variation brusque de charge : comme le courant ne peut changer instantanément de valeur dans la self, il se produit une variation transitoire de la tension de sortie, d'autant plus importante et plus étendue que la self est plus grande et les condensateurs de plus faible valeur. Ainsi, la self doit avoir la valeur minimum assurant le redressement en valeur moyenne.

D'une façon générale l'ondulation résiduelle est faible, car le temps de coupure du tore est pris inférieur à 100 µs (voir plus loin), et cette valeur reste sensiblement constante quelles que soient les conditions de charge.

B. Circuit fil fin

a) L'oscillateur-pilote (fig. 3*a*)

Il utilise 2 transformateurs T_1 et T_2 ordinaires, en double C, en Imphysil d'épaisseur 10/100 mm.

Si l'on excepte la connection RC collecteur base, et en supposant que les enroulements de réaction sont placés directement en T_1, l'oscillateur est un oscillateur bloqué conventionnel.

La connection RC permet un démarrage certain en charge. Elle peut d'ailleurs être doublée pour rendre symétrique le circuit.

L'utilisation du transformateur T_2 donne les avantages suivants :

— Il permet d'isoler la commande de fréquence,

— Il assure la stabilité de l'oscillateur en fonction de variations brusques de charge ;

— Il permet une variation continue de fréquence, comme nous le montrerons.

Le courant circulant dans la connection CD est

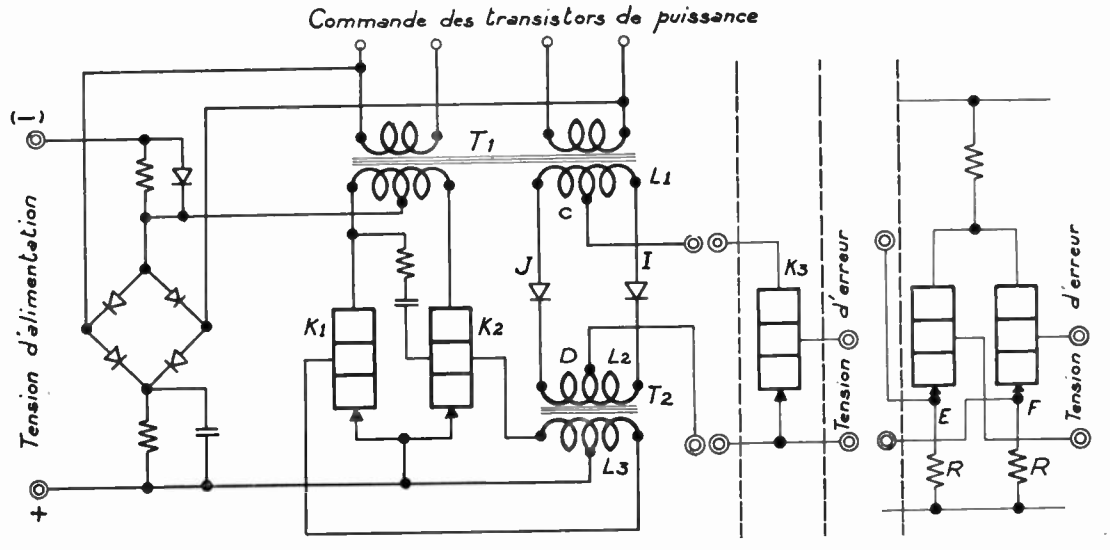


FIG. 3a.

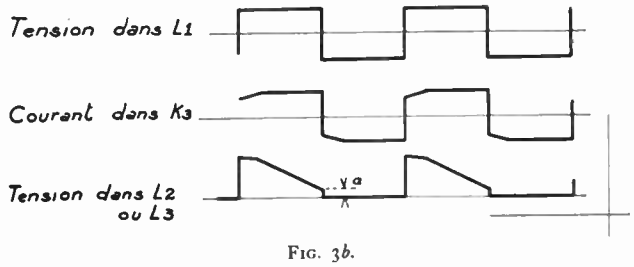


FIG. 3b.

formé d'un courant secondaire de commande des transistors, ramené au primaire, de très faible valeur, et du courant de magnétisation du transformateur T_2.

Deux éléments peuvent être connectés en CD, suivant le type de régulation choisi.

1er *cas* (fig. 3*b*)

Le transistor K_3 limite le courant à une valeur dépendant de la tension d'erreur. Aussi longtemps que ce transistor reste saturé, la tension dans L_2 et L_3 reste approximativement constante ; puis, comme le courant magnétisant augmente, une tension apparaît de plus en plus grande aux bornes du transistor, tandis que la tension dans L_2 et L_3 décroît.

Lorsque la valeur a est atteinte, le transistor K_1 ou K_2 tendant à se désaturer, le basculement se produit. Lorsque K_3 est bloqué, la fréquence délivrée par l'oscillateur est très grande, par exemple 15 kHz.

Cette fréquence peut être utilisée de façon transitoire, lors d'une diminution brusque de la charge.

2e *cas*

La résistance $2R$ placée entre E et F donne une certaine fréquence, 1 000 Hz par exemple. Une tension fournie entre E et F dans un sens ou dans un autre, amène une augmentation ou une diminution de la fréquence de l'oscillateur.

L'oscillateur pilote peut fournir une puissance de sortie de 2 W environ, et permet des variations de fréquence de 300 à 15 000 Hz avec un front d'onde de 2 à 3 µs.

b) *Détection d'écart*

Comme nous l'avons vu il y a trois types de plaquettes :

1er *type* : *pas de compensation de t° - régulation moyenne* (fig. 4*a*)

La tension d'erreur est constituée par la différence entre la tension d'une diode Zener, et une partie de la tension de sortie. Cette tension d'erreur est appliquée au transistor K_3 dont il est parlé au paragraphe précédent.

2e *type* : *compensation de t° - régulation moyenne* (fig. 4*b*)

Deux transistors identiques comportent une résistance commune dans l'émetteur, et des résistances de charges égales. L'un est alimenté par une fraction de la tension de sortie, l'autre par la tension de sortie diminuée de la tension constante d'une diode Zener. L'écart se retrouve amplifié entre les deux collecteurs.

3e *type* : *compensation de t° - très bonne régulation*

Il combine les deux types précédents (fig. 4*c*).

Les diodes Zener ont un coefficient de $t°$ minimum aux alentours de 6 V. Cette valeur est donc à utiliser de préférence à toute autre.

Lorsque la tension de sortie est de l'ordre de grandeur de la tension Zener, ou inférieure, il est nécessaire d'obtenir une tension additionnelle, pour utiliser correctement cette diode (fig. 4*d*).

Comme cette tension est extrêmement variable, une première stabilisation est faite avec une diode à faible résistance interne.

Dans le cas d'une tension de sortie extrêmement basse (moins de 3 V), quelques tours doivent être ajoutés au transformateur de sortie.

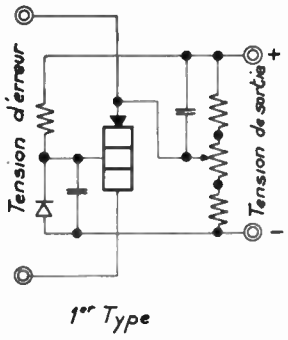


FIG. 4a.

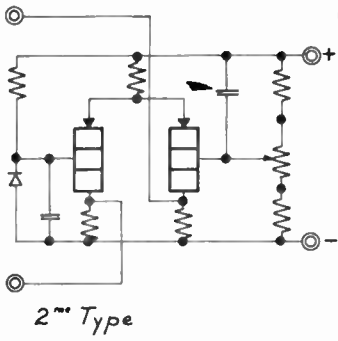


FIG. 4b.

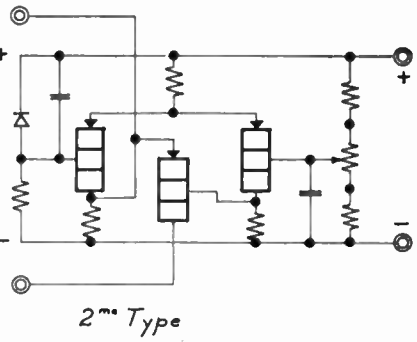


FIG. 4c.

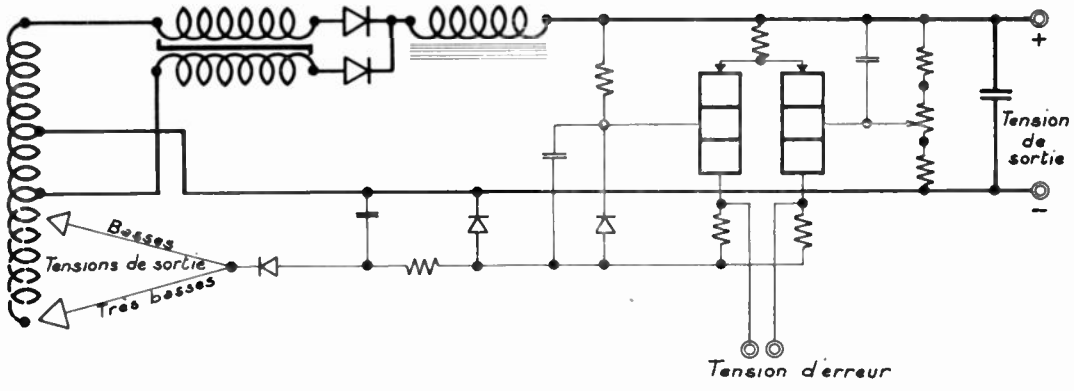


FIG 4d.

c) *Le driver*

Pour les puissances de sortie supérieures à 300 W, il est nécessaire de prévoir un intermédiaire entre l'oscillateur pilote et les transistors de puissance.

Les transistors intermédiaires peuvent évidemment fournir une puissance de commande, de 300 W, ce qui rend pratiquement illimitée la puissance maximum possible.

4. Théorie du fonctionnement

Supposons que la résistance interne du circuit gros fil et de l'alimentation régulée d'entrée soit matérialisée à l'entrée du régulateur.

Deux valeurs extrêmes de E_2 existent (voir fig. 1), E_{2max} et E_{2min}, déterminant deux fréquences extrêmes, correspondant respectivement à une tension d'entrée max. et charge nulle, et à une tension d'entrée min. et charge max.

Nous avons vu que :

$$E_m = E_2 - 4\ nf\ \Phi_s$$

Soit K_u le facteur d'utilisation des transistors de puissance défini comme le rapport entre le temps de passage du courant dans la demi-période la plus longue, à cette demi-période.

$$K_u = \left(\frac{1}{f_{min}} - 2t_1\right) f_{min} = 1 - 4\,n\,\Phi_s \frac{f_{min}}{E_{2min}} = \frac{E_m}{E_{2min}}$$

$$f_{min} = (1 - K_u)\frac{E_{2min}}{4\,n\,\Phi_s}$$

$$f_{max} = \frac{E_{2max} - E_m}{4\,n\,\Phi_s}$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_u}\left(\frac{E_{2max}}{E_{2min}} - \frac{E_m}{E_{2min}}\right)$$

(1) $$\boxed{\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_u}\left(\frac{E_{2max}}{E_{2min}} - K_u\right)}$$

$\frac{E_{2max}}{E_{2min}}$ est une valeur qui caractérise la résistance interne globale et les variations projetées de la tension d'entrée.

D'autre part, la sensibilité du dispositif à circuit ouvert est caractérisée par :

$$\frac{d\,E_m}{E_m} = B\frac{df}{f}$$

$$\frac{d\,E_m}{df} = -\,4\,n\,\Phi_s = -\,(1 - K_u)\left(\frac{E_{2min}}{f_{min}}\right)$$

$$= -\frac{E_m}{f}(1 - K_u)\frac{E_{2min}}{E_m}\frac{f}{f_{min}}$$

(2) $$\frac{dE_m}{E_m} = \frac{df}{f}\,\frac{1-K_u}{K_u}\,\frac{f}{f_{min}}$$

Le facteur d'utilisation doit être évidemment proche de 1 pour une bonne utilisation des transistors de puissance.

Les équations (1) et (2) montrent, en particulier, qu'une augmentation de K_u amène une augmentation du rapport des fréquences et une diminution de la sensibilité. A notre avis, un coefficient d'utilisation compris entre 0,8 et 0,9 est satisfaisant.

Exemple numérique

Pour une variation de la tension d'entrée de ± 10% et une chute de tension de 10 % en charge en l'absence de régulation :

$$\frac{E_{2max}}{E_{2min}} = \frac{1,1}{(0,9)^2} = 1,35$$

Soit : $K_u = 0,835$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{0,165}(1,35 - 0,835) = 3,1$$

La fréquence de fonctionnement doit donc s'étendre entre 500 et 1 500 Hz. Si le rapport trouvé était supérieur à 5 environ, il y aurait lieu de diminuer la valeur de K_u.

Le nombre de tours sur le tore est alors :

(3) $$n = \frac{1-K_u}{4\,\Phi_s}\,\frac{E_{2min}}{f_{min}}$$

Dans le cas où les variations marginales de la tension sont nécessaires, les formules précédentes sont un peu modifiees.

E_m varie de $E_{m\,min}$ à $E_{m\,max}$.

$$K_u = \frac{E_{m\,max}}{E_{2min}}$$

$$f_{max} = \frac{E_{2max} - E_{m\,min}}{4\,n\,\Phi_s}$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1-K_u}\left(\frac{E_{2max}}{E_{2min}} - \frac{E_{m\,min}}{E_{2min}}\right)$$

(4) $$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1-K_u}\left(\frac{E_{2max}}{E_{2min}} - K_u\,\frac{E_{m\,min}}{E_{m\,max}}\right)$$

Le rapport $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ peut se trouver accru dans de grandes proportions. Il faut alors diminuer K_u.

Prenons un exemple :

$$K_u = 0,85\ ; \qquad \frac{E_{2max}}{E_{2min}} = 1,35\ ; \qquad \frac{E_{m\,max}}{E_{m\,min}} = 4.$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1-0,85}\left(1,35 - \frac{0,85}{4}\right) = 7,5$$

Ce rapport est trop élevé, car il provoquerait une variation de fréquence de 500 à 3 750 Hz.

$$K_u = 0,7 \qquad \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1-0,7}\left(1,35 - \frac{0,7}{4}\right) = 3,8$$

La fréquence passe alors de 500 à 1 900 Hz.

5. Réalisation

La figure 5 montre le schéma électrique d'une alimentation régulée de 20 V, 5 A.

La résistance 1 kΩ et le condensateur 25 µF, situés sur la plaquette de l'oscillateur pilote, ont pour but de supprimer les pointes de tension aux collecteurs des transistors de puissance.

La resistance 5,1 kΩ permet le démarrage du convertisseur, tandis que la diode 12J2 court-circuite les pointes sur la tension d'alimentation de l'oscillateur pilote.

La figure 6 représente l'alimentation réalisée suivant le schéma de la figure 5.

Les caractéristiques de cette alimentation sont les suivantes :

Volume : 2,5 dm³ ; K_u = 0,85 ; η global 80%.

Régulation statique :

± 0,1 % pour ± 10 % de tension d'entrée,

— 0,1 % pour une variation de la charge de 0 à la pleine charge.

Ondulation résiduelle :

0,25 % crête à crête.

Régulation dynamique :

± 1 % pour une variation brusque de ± 50 % I_n à partir de $\frac{I_n}{2}$.

Temps de retour dans les tolérances statiques : 3 ms

Lorsque la self est réduite de moitié, la variation précédente est ramenée à 0,3 % pour une ondulation résiduelle de 0,4 % crête à crête.

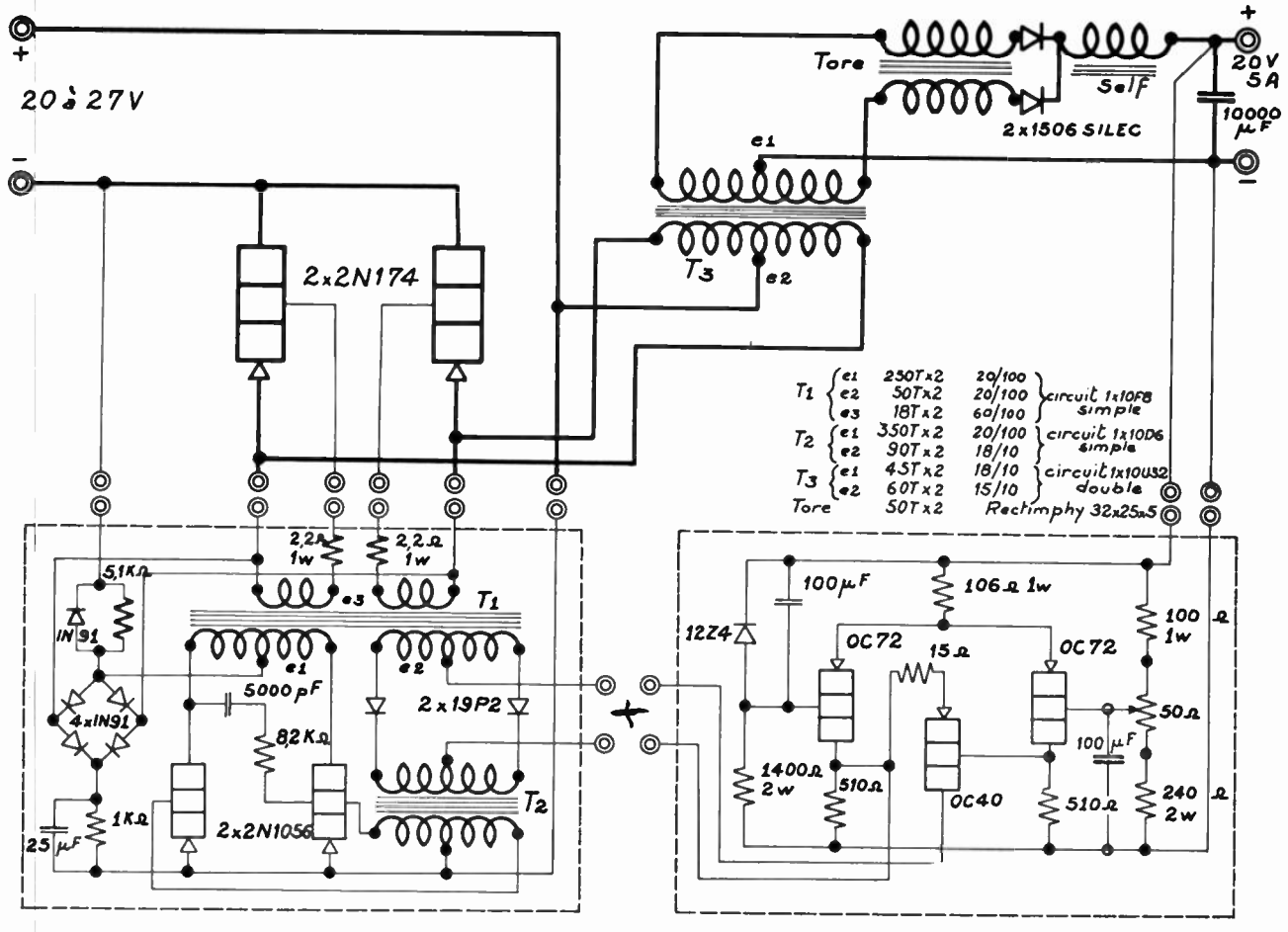


Fig. 5.

6. Conclusion

Le type de régulation décrit dans cet exposé peut couvrir pratiquement tous les domaines d'utilisation. Il nous semble particulièrement intéressant dans les applications où l'on demande une régulation soignée à forte puissance.

L'étude pratique de ce type d'alimentation est très réduite, car le seul élément délicat, l'oscillateur à fréquence variable, est déterminé une fois pour toutes.

Les améliorations des transistors de puissance et des transformateurs permettront, dans l'avenir, d'augmenter la fréquence et d'améliorer ainsi la réponse en transitoire.

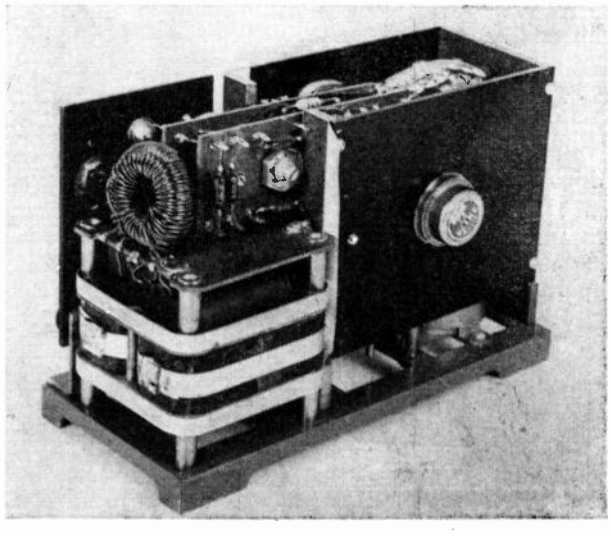


Fig. 6.

QUELQUES ASPECTS ACTUELS DE LA RECHERCHE OPÉRATIONNELLE*

PAR

J. BOUZITAT

Ancien élève de l'Ecole Normale Supérieure,
Ingénieur en Chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques,
Membre du Bureau Universitaire de Recherche Opérationnelle.

1. A la recherche d'une définition

Il n'est pas facile, ni sans doute souhaitable, d'enclore la Recherche opérationnelle dans les termes d'une définition. Il n'est pas facile non plus de parler de la Recherche opérationnelle en termes généraux, sans courir les risques entraînés par une schématisation excessive : banalité ou prétention du propos, scepticisme ou engouement hâtif de certains interlocuteurs à l'égard de disciplines qui leur paraîtront, au premier abord, dépourvues de toute originalité véritable ou parées d'une efficacité universelle. Mais, s'il faut risquer, du moins le ferons-nous en connaissance de cause.

En fait, la Recherche opérationnelle n'est ni une doctrine, ni une découverte. Les techniques sur lesquelles elle s'appuie sont multiples et inégalement évoluées, nouvelles et anciennes tout à la fois. Son objet est si vaste et si fondamental qu'il peut en effet prêter à toutes les équivoques, susciter l'ironie ou l'enthousiasme, si l'on se contente de dire qu'il s'agit de la décision et de l'action humaines. Mais, comme le dit volontiers G. Th. GUILBAUD, *la Recherche opérationnelle est d'abord un événement*, « quelque chose qui arrive et se développe sous nos yeux, et qui aurait bien pu ne pas se produire, ou se produire autrement » [1].

L'essentiel de cet événement est la prise de conscience, aiguë et rapidement contagieuse, de l'utilité et de la possibilité d'une réflexion scientifique dont l'objet propre soit, non pas la connaissance, mais *la décision et l'action*, considérées au point de vue même du responsable qui agit et décide.

Cette prise de conscience s'est produite à l'occasion d'expériences conduites initialement, sous la pression des circonstances, dans les secteurs économique et militaire, puis étendues à divers autres domaines : scientifique, industriel, politique,.. Et une véritable dialectique s'est instaurée entre les problèmes concrets, de plus en plus variés, et la réflexion scientifique, visant à mettre au point des techniques de plus en plus générales.

Cet « événement » est, certes, en continuité avec le passé. On peut retenir le rôle d'initiateur joué par PASCAL, il y a trois siècles, dans l'étude des décisions qui se présentent aux joueurs. On peut citer CONDORCET qui, en 1785, analyse de façon pénétrante les « décisions rendues à la pluralité des voix ». On peut aussi observer qu'il n'y a rien d'original à réfléchir avant de décider et d'agir, et que cela se fait depuis fort longtemps. Il n'est pas question de contester le sérieux des efforts déployés en ce sens dans le passé, mais bien de les poursuivre d'une manière plus systématique, avec des moyens scientifiques plus puissants, en vue d'une efficacité plus large. Si la réflexion de Pascal portait sur les jeux de hasard, c'est que son utilité n'apparaissait pas encore au plan des réalisations «sérieuses», c'est que, dans le domaine opérationnel, il n'existait pas alors de véritable échange entre théorie et pratique, entre science et action.

C'est dans *la généralisation de ces échanges*, et dans l'esprit qui y préside, qu'il faut chercher le caractère propre de l'événement actuel. On peut lui appliquer, comme le fait G.Th. GUILBAUD, un texte de PÉGUY [2]:

«... il me semble — mais je prends ceci sous ma seule responsabilité — que la conclusion [...] serait que, loin que ce soit l'industrie qui fût une sorte de science abaissée, abâtardie, basse, rendue pratique et ménagère, et, comme on dit, appliquée, ce serait la science au contraire qui serait de l'industrie théorisée. Dans ce système, la relation des sciences pures et appliquées, de la science et de l'industrie, serait non pas que l'industrie serait de la science descendue,

(*) Communication présentée le 30 octobre 1958 à la section « Etudes Générales » de la Société des Radioélectriciens. Cette communication a été également présentée au Congrès « Les Mathématiques de l'Ingénieur » (Mons, 9-14 juin 1958).

mais que la science au contraire serait de l'industrie non pas tant montée, mais théorisée. »

Nous retiendrons donc que la Recherche opérationnelle, dans son acception actuelle, comporte, au delà du sens littéral de ce mot — recherche scientifique ayant pour objet les « opérations » [3] — certains caractères inscrits dans les faits. Il n'est sans doute pas vain de chercher à dégager ces caractères si l'on veut se faire une idée objective de l'événement « Recherche opérationnelle », pour prendre une décision à son égard et agir en conséquence ; ce qui, bien entendu, est aussi de la Recherche opérationnelle.

2. Quelques faits historiques — Principes de synthèse

On sait que l'étiquette « *Operational Research* » a été donnée, pour la première fois, aux études relatives à l'emploi du radar dans la Bataille d'Angleterre, en 1938 [4]. L'objet de cette recherche n'était pas le matériel lui-même (dont la mise au point avait d'ailleurs demandé un effort scientifique considérable), mais essentiellement son emploi en vue du but poursuivi, c'est-à-dire la conduite de l'opération militaire correspondante. Et l'on prit conscience, à cette époque, d'un *contraste* entre les moyens importants mis au service de l'armement, et ceux relativement restreints consacrés à son emploi stratégique.

Des différences analogues se rencontrent, dans l'histoire industrielle, entre la conception des machines et les stratégies économiques qui président à leur emploi. C'est le souci d'introduire la même qualité scientifique dans la construction des outils et dans leur utilisation qui est à l'origine de la Recherche opérationnelle. Et ce souci, comme nous l'avons dit, repose sur des traditions déjà anciennes.

Pour nous en tenir ici à la tradition française, nous citerons seulement les travaux de Monge sur le transport des matériaux (1776), ceux de Cournot sur la théorie mathématique de la concurrence (1838), la participation de MM. Divisia et René Roy à la fondation et au développement d'un mouvement économétrique international [5], l'œuvre scientifique de M. P. Massé (développée à partir des problèmes posés par l'industrie hydroélectrique, mais d'une portée beaucoup plus générale) [6], les travaux de M. R. Gibrat à propos de la production d'énergie par les usines marémotrices.

Il y a là tout un courant de pensée et d'action, où la Recherche opérationnelle s'insère profondément. Et l'on pourrait, sans prétendre à l'exhaustivité, décrire les champs d'activité humaine où se rencontrent actuellement des études opérationnelles, en cherchant à suivre, historiquement, les ramifications de ce courant.

Il importe aussi, cependant, de faire un effort de synthèse pour dominer la multiplicité des cas concrets, et pour en dégager quelques principes permettant de caractériser, au moins provisoirement, l'activité de la Recherche opérationnelle. A la suite de G. Th. Guilbaud, nous distinguerons les *modalités* de cette activité, c'est-à-dire les conditions, les procédés, qui en assurent généralement l'efficacité, et les *techniques* qu'elle met en œuvre, c'est-à-dire les outils scientifiques qui lui sont nécessaires. Il s'agit naturellement de deux aspects d'une même réalité, considérée soit dans ses circonstances pratiques, soit dans son contenu théorique ; et l'apparente opposition des deux points de vue ne doit pas faire oublier l'unité de l'objet observé.

3. Les modalités

Avant d'indiquer à grands traits ce qui peut caractériser les façons de faire, les « *mœurs* », des chercheurs opérationnels, insistons sur le fait qu'il ne s'agit ni de recettes infaillibles, ni de conditions impératives. Les modalités qui paraissent dignes d'intérêt, à la lumière des recherches passées, donnent une base de réflexion pour les recherches à venir. Mais chaque nouvelle étude doit être abordée sans idée préconçue, et conduite suivant une procédure spécialement adaptée. Le chercheur opérationnel doit savoir, à la fois, profiter de son expérience et faire preuve d'imagination, tenir compte avec discernement des modalités dont il a reconnu l'efficacité mais n'en pas être l'esclave.

Cela dit, il paraît utile de signaler les quatre modalités suivantes, dont l'importance est presque universellement reconnue.

3.1. Le niveau

Si la Recherche opérationnelle a pour objet la décision et l'action humaines, elle doit intervenir au niveau même où se prennent les décisions. Le chercheur opérationnel doit donc être proche du commandement responsable, qui pose les problèmes en liaison avec lui, et à qui il livre les résultats de son travail.

Encore faut-il, pour appliquer ce principe, savoir localiser les centres de décision, ce qui n'est pas toujours facile si les responsabilités ne sont pas clairement définies et partagées, si par exemple une question relève de plusieurs centres de décision relativement indépendants.

Mais, même si le centre de décision est parfaitement défini, la coopération entre le chef responsable et le chercheur opérationnel demande une particulière attention et présente souvent de réelles difficultés. Il n'est peut-être pas sans intérêt de rappeler à ce propos un texte écrit par Machiavel au début du seizième siècle [7], et qui, moyennant les transpositions nécessaires, garde une certaine actualité :

« Il est parfaitement évident que ceux qui ont à conseiller un prince ou une république sont dans une cruelle alternative : ils trahissent leur devoir s'ils ne leur donnent pas tous les conseils qu'ils croient salutaires ; s'ils les donnent, ils exposent leur crédit

et même leur vie ; car les hommes sont tellement aveugles qu'ils ne jugent de la valeur d'un conseil qu'à ses résultats.

En réfléchissant bien aux moyens d'échapper à ce dilemme de se conduire en infâme ou de se perdre, je n'en vois guère qu'un : considérer avec sérénité les divers partis, se garder de faire sien aucun d'eux, exposer son avis sans passion, le défendre sans passion et modérément, de manière que, si la république ou le prince se décide à le suivre, il paraisse que ce soit de son plein gré et non pour céder à vos instances importunes. ».

S'il faut transposer les motifs invoqués par MACHIAVEL, sa conclusion mérite cependant d'être retenue et même renforcée : car la décision doit *effectivement* appartenir au *responsable*, et non pas au chercheur opérationnel, dont l'étude apporte seulement des informations scientifiques destinées à servir d'éléments de décision. Cette étude est toujours celle d'un « *modèle* » qui schématise et simplifie la situation concrète ; et si ce modèle cherche à tenir compte de l'essentiel, il n'est pas sûr qu'il y parvienne. Le responsable dispose d'ailleurs, pour prendre sa décision, d'éléments, psychologiques ou autres, qui manquent au chercheur opérationnel ; celui-ci doit donc s'en tenir à son rôle d'informateur objectif, et se garder de prendre des responsabilités qui ne sont pas les siennes (d'insister, par exemple, pour que telle ou telle décision soit prise).

Il reste que le choix et la pose des problèmes, la remise et la discussion des résultats, demandent une coopération délicate entre le chef responsable et les chercheurs opérationnels. Mais il importe que cette coopération soit aussi directe que possible, sans interposition d'échelons intermédiaires.

3.2. L'ÉQUIPE

Le travail en équipe est sans doute, parmi les modalités de la Recherche opérationnelle, celle sur laquelle on insiste le plus, actuellement. Et l'on précise même que l'équipe doit comprendre des hommes de formations scientifiques variées : mathématiciens, physiciens, ingénieurs, économistes, psychologues,...

Sans doute est-il compréhensible qu'une équipe ainsi constituée soit mieux armée qu'une équipe homogène pour affronter la complexité des problèmes de décision que posent les situations concrètes, et pour les considérer sous tous leurs aspects avec la largeur de vue nécessaire. La collaboration entre diverses disciplines est d'ailleurs souhaitée par tous ceux qui travaillent au développement des sciences humaines.

Cependant, on peut se demander si cette collaboration, qui est actuellement la règle en Recherche opérationnelle, ne cédera pas la place à d'autres modalités à mesure que la Recherche opérationnelle verra se préciser son domaine et s'affirmer son autonomie. Déjà certains croient voir se dessiner un mouvement vers la constitution d'une *science opérationnelle*, avec ses brevets professionnels et ses diplômes. Mais les avis restent partagés sur ce qui en résultera dans les modalités pratiques.

3.3. L'ÉCHANGE

Il est essentiel d'observer que la Recherche opérationnelle s'efforce de dégager des méthodes universelles, applicables à tous les processus de décision, quels que soient les domaines où ils doivent intervenir. Aussi ne peut-il être question d'isoler chacun de ces domaines pour en faire l'objet d'une recherche spécialisée, qui n'aurait rien à donner ni à recevoir et se développerait en toute indépendance.

La Recherche opérationnelle s'intéresse au contraire, systématiquement, aux formes abstraites de la décision, telles qu'elles peuvent se dégager de la synthèse des diverses expériences concrètes. C'est pourquoi l'échange doit être la règle entre les domaines d'application, même lorsqu'ils ne sont nullement voisins sur le plan économique ou social ; et chacun peut y trouver profit.

Il serait vain de prétendre énumérer tous ces domaines, car aucune liste ne pourrait être considérée comme complète. Il suffira de dire que, sur le plan de la Recherche opérationnelle, militaires, économistes, financiers, commerçants, industriels, spécialistes de la circulation et des transports... ont le plus grand intérêt à mettre en commun leurs travaux, chacun ayant ainsi le moyen d'aider les autres et d'être aidé par eux. Une telle collaboration paraît assurément souhaitable sur le plan *humain*, mais il faut bien comprendre aussi qu'elle est *scientifiquement* nécessaire.

Pour que cette modalité essentielle de l'échange puisse être mise en pratique, il faut qu'existent des milieux de communication, où les différents chercheurs opérationnels, et tous ceux qui s'intéressent à leur activité, puissent se rejoindre au-dessus des diverses frontières qui les séparent. Les associations, les revues, les séminaires, les congrès, ont à jouer sur ce plan un rôle très important, et il semble que ce rôle soit de mieux en mieux compris par les praticiens [8].

3.4. L'APPEL AUX SCIENCES FONDAMENTALES

Ce sont les nécessités économiques et militaires qui ont été à l'origine de la Recherche opérationnelle, et son rôle est toujours d'aider à préparer la décision et l'action dans les situations *concrètes*. Cependant un approfondissement *théorique* des techniques de décision s'est révélé nécessaire et rentable, ce qui a peu à peu imposé un niveau scientifique assez élevé.

Plus précisément, on s'est aperçu que les mathématiques appliquées traditionnelles, orientées vers la physique et l'art de l'ingénieur, ne suffisaient plus aux besoins opérationnels, et qu'il fallait se tourner vers des mathématiques « *insolites* », en ce sens

qu'elles sortent du cadre classique des mathématiques « reconnues d'utilité sociale ». G. Th. Guilbaud remarque d'ailleurs (dans l'article cité en note 1) que « la plupart des tentatives pour mathématiser les actions humaines et les décisions ont porté d'abord sur des divertissements » : jeux de hasard ou de réflexion, devinettes ou récréations mathématiques.

Avec le développement de la Recherche opérationnelle, le sérieux de ces divertissements apparaît, et l'on revient, sous la pression des nécessités pratiques, aux sciences fondamentales que l'on avait peut-être eu tendance à considérer comme des jeux de l'esprit : le calcul des probabilités, bien entendu, mais aussi les algèbres formelles, les géométries abstraites, la logique, la théorie du calcul économique.

Un jour viendra, sans doute, où l'utilité pratique de ces sciences paraîtra tout aussi évidente que celle de la mécanique des fluides ou de la thermodynamique, et où il n'y aura plus lieu d'insister sur cette modalité de l'appel aux sciences fondamentales, qui nuance actuellement de façon assez caractéristique la Recherche opérationnelle.

4. Les techniques

Après avoir signalé quelques modalités importantes, suivant lesquelles la Recherche opérationnelle exerce en général son activité (sans qu'elle doive pour autant s'y soumettre à tout prix), il importe maintenant de donner quelques indications sur les techniques, les « *outils* », qu'elle utilise pour étudier les processus de décision et d'action.

Il est impossible, faute de place, d'entrer ici dans le détail de ces techniques ; et nous croyons sans intérêt d'en donner une énumération, nécessairement incomplète, comme s'il s'agissait seulement d'accumuler, pêle-mêle, une collection d'outils qu'il resterait à essayer devant chaque situation concrète.

Nous nous contenterons donc d'indiquer quelques titres généraux, sous lesquels il est possible de grouper les diverses techniques auxquelles peut recourir le chercheur opérationnel suivant la nature des difficultés qui se présentent à lui. Nous distinguerons ainsi :

— les techniques de décision adaptées aux situations complexes ;

— les techniques de décision adaptées aux situations aléatoires ou incertaines ;

— les techniques de décision en présence d'un ou plusieurs adversaires.

Ces trois groupes de techniques font respectivement l'objet de ce que l'on a coutume d'appeler : *la théorie des programmes, la théorie des processus stochastiques, la théorie des jeux*. Cependant cette classification n'a rien d'absolu et n'établit pas de frontières infranchissables : si elle permet de mettre un peu d'ordre dans l'ensemble des techniques actuellement disponibles ou en cours de développement, il n'est pas exclu qu'elle doive être modifiée ou complétée dans un avenir plus ou moins proche. Comme le dit G. Th. Guilbaud, une telle classification doit être surtout un plan de travail.

4.1. La théorie des programmes

Les obstacles dus à la complexité des situations ne doivent pas être sous-estimés. Dans les cas où la décision à prendre se réduit, schématiquement, à un choix entre plusieurs lignes de conduite dont l'énumération est possible, et dont les résultats peuvent être classés, d'après une règle précise, par ordre de préférence croissante, certains penseront peut-être que le choix de la meilleure ligne de conduite est une simple affaire de calcul. Mais cette apparente simplicité est, dans bien des cas, une illusion.

Considérons, par exemple, *un problème classique d'affectation* : soient n ouvriers (ou n machines) qu'il s'agit d'affecter à n tâches de manière à obtenir le rendement global maximum, compte-tenu des rendements, supposés connus, de chaque ouvrier (ou de chaque machine) dans chacune des tâches. Pour chaque programme d'affectation, le calcul du rendement global est élémentaire ; et l'on pourrait penser que le choix du programme optimum se réduit à la comparaison des rendements correspondant à tous les programmes réalisables. Or le nombre de ces programmes est $n\,!$, c'est-à-dire 120 pour $n = 5$, plus de 3 600 000 pour $n = 10$, plus de 1 300 milliards pour $n = 15$, plus de 2,4 milliards de milliards pour $n = 20$. Et il n'y a pas 32 millions de secondes dans une année, de sorte que 20 ! microsecondes représentent un peu plus de 77 000 ans. C'est dire qu'il est strictement impossible d'énumérer *tous* les programmes réalisables, dans des problèmes d'affectation d'un ordre de grandeur très raisonnable, même si l'on dispose des plus puissantes machines électroniques.

C'est à ce genre de difficultés que s'attaque la théorie des programmes, grâce à des techniques mathématiques plus ou moins délicates, et avec un succès plus ou moins grand, suivant la forme de complexité dont il s'agit. Dans le cas du problème d'affectation de 20 ouvriers à 20 tâches, une technique actuellement disponible permet de trouver le programme optimum en quelques heures avec du papier et un crayon, en quelques minutes avec une bonne machine électronique.

Pour nous en tenir aux généralités, disons que la recherche de l'optimum dans une foule de programmes qu'il est impossible d'énumérer exige un « *fil directeur* », c'est-à-dire une mise en ordre de cette foule. Il s'agit de donner une structure mathématique convenable à l'ensemble des programmes réalisables. Mais les méthodes du calcul différentiel ne conviennent pas en général ici ; car la définition des programmes optima résulte le plus souvent de conditions limites, et non de l'annulation de quelques dérivées. D'ailleurs ce qui importe est d'aboutir, non pas à une formule, mais à un programme déterminé ; aussi les méthodes d'approximations successives, de

cheminement par passage d'un programme à un autre, reprennent-elles une valeur que l'enseignement mathématique traditionnel a peut-être masquée. L'essentiel, pour juger une technique de calcul, est de savoir si elle est pratiquement applicable et en combien de temps elle conduit au résultat.

Une classe importante de programmes est celle des *programmes linéaires*, définis par un ensemble de paramètres soumis à un système de liaisons exprimées par des équations ou des inéquations linéaires, le programme optimum qu'il s'agit de choisir étant celui qui rend maximum (ou minimum) une fonction linéaire donnée des paramètres. Le champ d'application de ce modèle est très vaste : citons seulement, à titre d'exemples, les problèmes de transport entre centres d'approvisionnement et centres de consommation (les problèmes d'affectation en sont un cas particulier), les problèmes de raffinage de produits pétroliers, certains problèmes de fabrication industrielle, de travail agricole, de production et de consommation d'énergie,...

Dans le cas des problèmes de programmation linéaire, la structure de l'ensemble des programmes réalisables est isomorphe à celle de l'ensemble des points d'un polyèdre convexe dans un espace vectoriel à N dimensions, et la recherche d'un programme optimum se ramène à celle d'un hyperplan d'appui parallèle à un hyperplan donné. On montre qu'il suffit, dans cette recherche, de considérer les programmes, dits « *extrêmes* » ou « *fondamentaux* », associés aux sommets du polyèdre, et les techniques de calcul procèdent par cheminement de sommet en sommet « *voisin* », suivant les connexions qui existent entre ces sommets.

Les techniques générales actuellement disponibles pour la résolution des programmes linéaires se rattachent toutes à la « *méthode du Simplexe* », due à G. B. DANTZIG, et pour l'exposé de laquelle nous renvoyons aux ouvrages spécialisés [9]. Mais il ne faut pas oublier, dans la pratique, que certains programmes linéaires particuliers peuvent être résolus par des méthodes spécialement adaptées qui ont l'avantage de conduire à des calculs plus rapides. Signalons, sans y insister, les méthodes hongroises pour les problèmes d'affectation, et les méthodes adaptées à la résolution des problèmes de transport.

Dans l'état actuel des techniques, un effort sérieux doit porter sur *la classification des programmes suivant leur nature*. Mais il importe d'observer que la nature d'un problème doit être définie par ses propriétés mathématiques fondamentales, et non par son domaine d'application. Car il arrive que la même formulation mathématique s'applique à des problèmes apparemment très différents. Comme nous l'avons dit à propos de la modalité de l'échange, la Recherche opérationnelle s'efforce de découvrir et d'exploiter systématiquement de telles isomorphies [10].

En revanche, deux problèmes apparemment analogues peuvent relever de techniques mathématiques différentes. Proposons nous d'abord, par exemple, étant donnés n tracteurs et n remorques occupant des positions données sur le terrain, d'envoyer un tracteur à chaque remorque de telle manière que la somme des distances parcourues soit minimum : c'est un simple problème d'affectation, c'est-à-dire un problème de programmation linéaire particulier. Proposons-nous, d'autre part, d'établir le programme de la tournée d'un voyageur de commerce, qui doit passer par n points donnés et revenir ensuite à son point de départ, de telle manière que sa tournée soit la plus courte possible. Malgré l'analogie apparente de ces deux problèmes, on peut montrer que le second n'est pas un problème de programmation linéaire ; sa résolution relève d'une technique beaucoup plus délicate, et moins complètement élaborée.

Cet exemple montre que la classe des *programmes combinatoires* ne se confond pas avec celle des programmes linéaires. En fait, la résolution d'un programme linéaire peut toujours se ramener à celle d'un programme combinatoire, par la considération des programmes « extrêmes », en raison de la structure « polyédrique » de l'ensemble des programmes réalisables. Mais la réciproque n'est pas vraie.

Il faut aussi signaler la classe très importante des *programmes séquentiels* (dits aussi *récurrents* ou *dynamiques*), qui se décomposent en une séquence de programmes partiels enchaînés. Par exemple, il s'agit de prendre une suite de décisions échelonnées dans le temps, sur le remplacement ou l'entretien de certaines machines, de manière à assurer le rendement global maximum d'un atelier. Chaque décision tient compte de ce qui s'est passé antérieurement, et doit être optimum dans l'hypothèse où toutes les décisions ultérieures sont elles-mêmes optima. Cela permet d'essayer un calcul par récurrence à partir de la dernière décision, en remontant de proche en proche la suite des décisions échelonnées dans le temps [11].

Il y a en général lieu d'introduire dans le calcul une technique d'actualisation des profits réalisés au cours du temps (sous la forme d'un taux d'intérêt, par exemple), et une représentation comptable des incertitudes de l'avenir, ce qui rejoint le second groupe de techniques dont nous allons maintenant dire quelques mots.

4.2. LA THÉORIE DES PROCESSUS STOCHASTIQUES

En fait, dans la plupart des problèmes pratiques de décision, l'évolution du système en cause dépend, non seulement des décisions à prendre, mais aussi de l'intervention de causes aléatoires. C'est le cas, par exemple, dans le problème d'entretien ou de remplacement de machines auquel nous venons de faire allusion, dans le problème important et délicat que pose le contrôle de la qualité d'une fabrication, dans les programmes de régulation combinée d'une production et d'un stock, dans la gestion d'une entreprise de transports en commun, dans l'organisation d'un service public tel que la Sécurité Sociale ou les Postes, dans les problèmes militaires de défense aérienne, dans les campagnes publicitaires,...

Nous ne pouvons prétendre donner ici même un aperçu des techniques en usage dans les problèmes de ce type. Le but poursuivi est celui que Jacques BERNOULLI définissait déjà dans son « Ars conjectandi » publié en 1713, en donnant au mot « Stochastique » un sens plus particulier, mais sans doute plus judicieusement choisi, que le sens actuel : « Pour ce qui est sûr et hors de doute, nous parlons de connaissance et de compréhension ; pour tout le reste, nous disons seulement *conjecture* ou *opinion*. Conjecturer quelque chose, c'est mesurer son degré de probabilité : ainsi le *Savoir Conjecturer* ou *Stochastique* se définit pour nous comme savoir mesurer, le plus exactement possible, les degrés de probabilité, *afin que*, dans nos décisions et nos actions, nous puissions toujours choisir ou accepter ce qui nous aura paru meilleur, plus satisfaisant, plus sûr, plus prudent : seul objet à quoi s'applique toute la sagesse du Philosophe, toute la prévoyance du Politique » [12].

Parmi les moyens employés en vue d'atteindre ce but, figurent toutes les techniques du Calcul des Probabilités et de la Statistique, en particulier l'estimation statistique, la théorie des fonctions aléatoires, celle des files d'attente, celle des chaînes de Markov (qui étudie l'évolution d'un système susceptible de prendre un certain nombre d'états successifs, avec des probabilités de passage connues d'un état au suivant, mais sans enchaînement entre deux états non consécutifs) [13].

Encore faut-il disposer d'un *critère* permettant de comparer deux processus de décision dans l'aléatoire, pour savoir quel est le meilleur, le plus satisfaisant, le plus sûr, le plus prudent. Il faut bien reconnaître qu'il n'existe pas en général de critère objectif, et qu'en particulier l'espérance mathématique est souvent insuffisante pour guider la décision. C'est une « espérance économique », ou une « espérance morale » qu'il faut construire, et ce n'est pas toujours facile. J. VON NEUMANN et O. MORGENSTERN ont établi une *théorie de l'utilité* qui donne à cet égard une base intéressante, mais la question est loin d'être épuisée [14].

Signalons enfin qu'il n'est pas toujours possible, sans arbitraire, de probabiliser l'incertain. Aussi faudrait-il disposer, à côté des *techniques de décision dans l'aléatoire*, de *techniques de décision dans l'inconnu ou le mal connu*. Il s'agit là de ce que l'on nomme parfois les « *jeux contre la Nature* », et Abraham WALD propose de leur appliquer les techniques de la « théorie des jeux » proprement dite, dont nous parlerons pour terminer [15]. Cependant, si l'on peut trouver prudent de traiter l'inconnu comme un adversaire, cela ne s'impose pas toujours, et cela soulève parfois de sérieuses objections. Aussi cette question a-t-elle fait l'objet de nombreuses discussions, et reste-t-elle ouverte aux travaux des chercheurs opérationnels [16].

4.3. LA THÉORIE DES JEUX

Enfin, les processus de décision doivent tenir compte, non seulement des difficultés dues à la complexité des situations et à l'intervention d'événements aléatoires, mais encore des décisions que peuvent prendre d'autres hommes pour agir au mieux de leurs intérêts propres. Chacun doit donc, en élaborant sa décision, chercher à analyser celles des autres, prendre conscience de leurs intérêts (de l'opposition ou de la concordance de ces intérêts avec les siens propres sur tel ou tel terrain), peser les moyens d'action dont ils disposent..., et agir lui-même en conséquence.

Tel est l'objet des techniques de la théorie des jeux. Il s'agit en fait, dans cette théorie, de la décision et de l'action humaines dans les situations de conflit. C'est seulement parce que les jeux de société fournissent des modèles accessibles et dépouillés de ces situations qu'ils ont, à l'origine, servi de base à la réflexion théorique, et que la théorie a gardé ce nom un peu dérisoire. Mais cela ne doit pas masquer la diversité et le sérieux des applications possibles : domaine économique, décisions politiques, art militaire, sans compter toutes les décisions que nous avons à prendre face à autrui dans la vie de chaque jour.

Ici encore, le domaine est si vaste que nous devons renoncer à l'explorer dans son ensemble. Disons seulement que le modèle le plus général considéré en théorie des jeux est celui des « *jeux de stratégie* », mis sous forme normale, et qu'il est déjà fort important de savoir représenter une situation réelle de conflit par un tel modèle. Cela suppose une analyse délicate, comportant :

— la définition des *tactiques* dont disposent respectivement les différents joueurs pour agir sur la situation ;

— la définition des *résultats*, certains ou aléatoires, qui correspondent aux diverses combinaisons de tactiques possibles (chacun des joueurs étant libre de choisir l'une quelconque de ses tactiques, indépendamment des autres joueurs) ;

— la détermination d'un *ordre de préférence* sur ces résultats, pour chacun des joueurs (ce qui pose à nouveau la question de l'utilité).

Le jeu dont la théorie est la plus achevée est le « *duel* », dans lequel s'affrontent deux joueurs dont les intérêts sont exactement opposés. La théorie du duel conduit à considérer, à la suite d'Emile BOREL [17], des manières de jouer plus générales que les tactiques définies par la règle du jeu : ce sont les *stratégies*, par lesquelles chaque joueur choisit une distribution de probabilités à répartir sur l'ensemble de ses tactiques, après quoi rien n'empêche de supposer qu'il effectuera un tirage au sort convenable, conforme à la distribution choisie, pour déterminer effectivement la tactique qu'il adoptera. Ainsi les probabilités interviennent-elles dans les stratégies comme instrument de décision et d'action, comme moyen de ruser avec l'adversaire en l'empêchant de découvrir l'emploi que le stratège fera de ses forces.

Le théorème fondamental de la théorie du duel, démontré en 1928 par J. VON NEUMANN, établit l'existence de « *stratégies optimales* », conduisant à un équilibre entre les volontés antagonistes des deux

joueurs, c'est-à-dire à un résultat tel qu'aucun des deux joueurs ne pourrait obtenir, *par sa seule action*, un résultat qu'il jugerait préférable (ce qui ne veut pas dire que les stratégies dites optimales doivent être adoptées en toutes circonstances). Le théorème de von NEUMANN est souvent appelé « *théorème du minimax* » pour des raisons liées au fait que les stratégies optimales d'un joueur ont la propriété caractéristique de minimiser le risque couru par ce joueur [18].

La théorie du duel ne constitue pas toute la théorie des jeux, car le cas du duel n'est qu'un cas extrême, et il importe de considérer aussi les jeux où apparaissent des intérêts dont les relations mutuelles sont plus complexes. Il peut arriver, par exemple, que deux joueurs aient des intérêts opposés sur certains terrains, mais concordants sur d'autres. Si d'ailleurs le nombre des joueurs dépasse deux, des situations de ce genre se présentent nécessairement. Et l'on est ainsi conduit à étudier, à côté de la *lutte*, la *coopération* et les *alliances*. Mais l'étude des jeux où interviennent à la fois la coopération et la lutte est plus complexe que celle du duel, et il reste beaucoup à faire dans ce domaine, bien que les résultats obtenus soient déjà très prometteurs. Signalons seulement que J. von NEUMANN et O. MORGENSTERN, dans leur œuvre monumentale (« Theory of Games and Economic Behaviour », Princeton, 1944 ; 2e édition 1947), ont traité de façon approfondie le cas particulier des *problèmes de partage* [19].

Indiquons enfin qu'un chapitre important de la théorie des jeux où intervient la coopération est l'étude des *décisions collectives* (votes et élections par exemple), qui éclaire précisément le mécanisme des alliances. L'essentiel est ici d'analyser la formation des systèmes de valeurs collectifs, ou, suivant une expression classique, *la naissance de l'intérêt général*. Mais on y rencontre certaines difficultés logiques, déjà signalées par CONDORCET en 1785, retrouvées et profondément analysées par K. J. ARROW en 1951. Et l'on voit qu'il y a des cas où aucun jugement de valeur collectif n'est possible, et où la décision, si elle n'est pas remise au jugement d'un arbitre, ne peut résulter que d'une *lutte* [20].

5. Conclusion

Nous voudrions que le lecteur patient, parvenu au terme de cet exposé, y ait trouvé quelques éléments sur le contenu de l'événement « Recherche opérationnelle », sur les caractères qu'il présente et sur ce qu'il est possible d'en attendre.

L'analyse sommaire à laquelle nous avons dû nous limiter, quant aux modalités de cette activité et aux techniques qu'elle met en œuvre, ne peut prétendre à être complète, même sur l'essentiel. Elle voudrait seulement servir d'introduction à une étude plus approfondie [21], donner un cadre général auquel le lecteur puisse rattacher des expériences ou des travaux spécialisés, mettre en lumière les aspects multiformes de la Recherche opérationnelle, la variété de ses applications, et aussi l'unité de son objet qui est toujours, en définitive, l'analyse scientifique des décisions humaines.

Si, d'ailleurs, la Recherche opérationnelle a déjà obtenu des succès qui rendent inutile toute publicité, il importe d'insister sur le fait qu'elle n'a pas atteint une forme achevée, que ses modalités et ses techniques évoluent et évolueront sans doute longtemps encore, et qu'il y a place dans son développement pour un travail scientifique d'une utilité certaine et d'un haut intérêt humain.

Notes et Références Bibliographiques

[1] G. Th. GUILBAUD. — « Pour une étude de la Recherche opérationnelle. » *Revue de Recherche opérationnelle*. Vol. 1, n° 1, 4e trimestre 1956. Le présent exposé doit beaucoup à cet article.

[2] Ce texte se trouve dans un contexte où PÉGUY parle de la situation faite à la sociologie.

[3] LITTRÉ donne, du mot « *opération* », le sens général suivant : « plans combinés, desseins en voie d'exécution », qui convient bien ici.

[4] Cette étiquette est devenue, aux Etats-Unis, « *Operations Research* », et en France, « *Recherche Opérationnelle* », avec quelques nuances de signification sur lesquelles nous n'insisterons pas ici.

[5] Voir l'exposé de M. DIVISIA à la Société des Ingénieurs civils (Mémoires du Centenaire), et les « Cahiers du Séminaire d'Econométrie », publiés sous la direction de M. René ROY.

[6] Voir P. MASSÉ. — « Les réserves et la régulation de l'avenir dans la vie économique ». Tomes I et II (Paris, Hermann, 1946).

[7] Discours de Nicolas MACHIAVEL sur la première décade de Tite-Live, Livre III, chap. XXXV, cité par la *Revue de Recherche opérationnelle*. Vol. I, n° 2, p. 90.

[8] Signalons que la SoFRO (Société Française de Recherche Opérationnelle) compte actuellement environ 600 membres individuels et 150 personnes morales.
La SoFRO publie trimestriellement la *Revue Française de Recherche Opérationnelle*.
Il existe de plus, depuis 1954, dans le cadre de l'Institut de Statistique de l'Université de Paris, un Séminaire de Recherche Opérationnelle dirigé par G. Th. GUILBAUD. Ce séminaire est régulièrement suivi par une centaine d'auditeurs.

[9] Le lecteur pourra consulter, par exemple, le livre de S. VAJDA : « The Theory of Games and Linear Programming » (Londres, Methuen, 1956), dont une adaptation française est parue chez Dunod, en 1959, sous la signature de l'auteur du présent exposé.

[10] Un autre type important de relation entre deux problèmes est la *correspondance par dualité*, dont nous ne pouvons parler ici, faute de place. Le lecteur pourra consulter, à ce sujet, l'adaptation française du livre de S. VAJDA, déjà cité dans la note précédente.

[11] Le lecteur pourra se reporter, à ce sujet, au livre de Richard BELLMAN : « Dynamic Programming » (Princeton, 1957).

[12] Nous citons ce texte d'après G. Th. GUILBAUD : « Leçons sur les éléments principaux de la théorie mathématique des jeux » (Stratégies et Décisions économiques ; Paris, CNRS, 1954).

[13] Le lecteur pourra se reporter, à ce sujet, au livre de P. M. MORSE : « Queues, Inventories and Maintenance » (New-York, Wiley, 1958).

[14] Voir, par exemple, R. D. LUCE et H. RAIFFA. — « Games and Decisions ». Chap. 2 : « Utility theory » (New-York, Wiley, 1957).

[15] Voir, par exemple, D. BLACKWELL et M. A. GIRSHICK. — « Theory of Games and Statistical Decisions » (New-York, Wiley, 1954).

[16] Voir R. D. LUCE et H. RAIFFA, *op. cit.* — Chap. 13 : « Individual decision making under uncertainty ».

[17] E. BOREL — « La théorie du jeu et les équations intégrales à noyau symétrique gauche ». (C. R. à l'Académie des Sciences de Paris, 19 décembre 1921). Cette note a été reproduite, avec un mémoire qui la développe, dans la 3e édition des « Eléments de la théorie des Probabilités », par E. BOREL (Paris, Hermann, 1924, pp. 199 sqq).

[18] Le lecteur pourra trouver quelques détails sur la théorie du duel dans le livre déjà cité de S. VAJDA (voir note 9), et de nombreux exemples d'application dans le livre attrayant et instructif de J. D. WILLIAMS : « The compleat strategyst » (New-York, McGraw-Hill, 1954), traduit sous le titre : « La stratégie dans les actions humaines — les affaires, la guerre, les jeux » (Paris, Dunod, 1956).

[19] Le lecteur pourra consulter, au sujet de la théorie générale des jeux, le livre déjà cité de R. D. LUCE et H. RAIFFA (voir note 14), ou encore le livre de J. C. C. MCKINSEY : « Introduction to the Theory of Games » (New-York, McGraw-Hill, 1952).

[20] Voir, à ce sujet, G. Th. GUILBAUD : « Les théories de l'intérêt général et le problème logique de l'agrégation » *Economie appliquée*, 1952, n° 4, pp. 501-584.

[21] Nous conseillons au lecteur l'ouvrage synthétique de C. W. CHURCHMAN, R. L. ACKOFF, E. L. ARNOFF : « Introduction to Operations Research » (New-York, Wiley, 1957).

INFLUENCE DU COURANT DE GRILLE SUR LES OSCILLATIONS D'UNE TRIODE

PAR

L. SIDERIADES et J. BITOUN

Centre National de la Recherche Scientifique(1)

Introduction

La théorie classique qui traite des oscillations obtenues avec une triode montre leur existence d'une manière relativement simple en faisant notamment abstraction du courant de grille. En fait, le problème peut être envisagé sous un angle plus réel, car le courant de grille joue un rôle important dans la forme et l'existence des oscillation, et permet ainsi de préciser certains éléments localisés du montage réel dont la théorie classique ne tient aucun compte. Pour suivre le mécanisme des oscillations, il est important de définir des zones remarquables dans le plan des phases (v, dv/dt) qui sont déterminées par la coexistence des caractéristiques $i_p\,(v_g)$ et $i_g\,(v_g)$.

1. Position du problème

Le courant de plaque i_p peut être obtenu avec une très bonne approximation au moyen de la relation suivante :

$$i_p = \frac{a\,(u - w_0 + u_0)^2}{2\,\rho u_0} + \frac{v_p - V_{p_0}}{\rho}$$

a, coefficient d'amplification de la triode.

ρ, valeur minima de la résistance interne.

u_0, différence entre les potentiels de grille correspondant au cut-off et à la saturation.

$-w_0$, valeur du potentiel de cut-off relativement à la masse.

$u = v_g + w_0$ et V_{p_0}, haute tension appliquée sur la plaque.

On trouvera l'explication de la relation précédente dans une de nos précédentes notes [1].

Pour le courant de grille, on utilise la relation linéaire :

$$i_g = p' v_g + i_0$$

avec $\rho' = 1/p'$, valeur de la résistance interne grille-cathode. La relation précédente n'est valable que si i_g est positif ; elle est autrement nulle.

(1) Centre de Recherches Scientifiques, Industrielles et Maritimes de Marseille.

Les deux caractéristiques $i_p\,(v_g)$ et $i_g\,(v_g)$ réunies sur un même graphique présentent la disposition indiquée sur la figure 1 et mettent en évidence quatre zones remarquables :

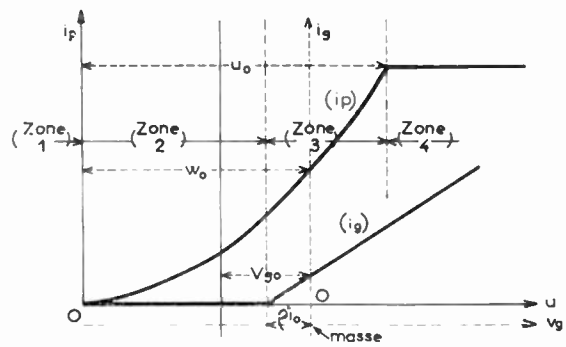


FIG. 1

$u < 0$: $i_p = i_g = 0$ → Zone 1

$0 < u < w_0 - \rho' i_0$: $i_p \neq 0$ et $i_g = 0$ → Zone 2

$w_0 - \rho' i_0 < u < u_0$: i_p et $i_g \neq 0$ → Zone 3

$u > u_0$: $di_p = 0$ et $i_g \neq 0$ → Zone 4.

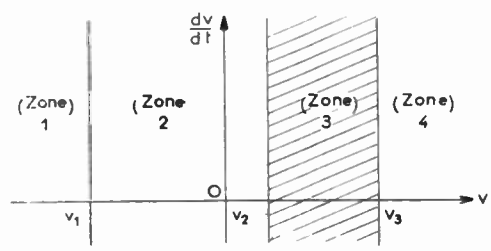


FIG. 2. — Couplage négatif

Zone 3 : zone d'influence du courant de grille.

$$v_1 = \frac{L}{M}(w_0 - V_{g_0})$$

$$v_2 = \frac{L}{M}(\rho' i_0 - V_{g_0})$$

$$v_3 = \frac{L}{M}(w_0 - u_0 - V_{g_0})$$

La polarisation fixe de la grille V_{g_0} est un paramètre très important qui définit dans le plan de phases le point singulier (origine des axes) autour duquel se développent les oscillations. Les valeurs remarquables de u précédemment définies déterminent, dans le plan de phases, des séparatrices droites, à la traversée desquelles les courbes intégrales du système subissent une « réfraction » plus ou moins marquée (figure 2).

Considérons alors le schéma général de la figure 3, qui comporte une certaine impédance Z' dans le

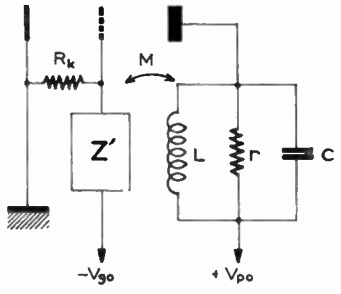


FIG. 3

circuit de grille, et une résistance R_k entre grille et cathode. Deux équations régissent un tel système. Pour le circuit de plaque, on a :

$$di_p = C\mathrm{d}^2v + \frac{1}{r}\,\mathrm{d}v + \frac{v}{L} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{r'} = \frac{1}{r} + \frac{1}{\rho}$$

soit encore :

$$C\,\frac{d^2v}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1}{r'}\,\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + \frac{v}{L} = \frac{au}{\rho u_0}\,\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \qquad (1)$$

Pour le circuit de grille :

$$v_g + V_{g_0} + \frac{L}{M}\,v = Z'\left(p'v_g + i_0 + \frac{v_g}{R_k}\right)$$

soit encore :

$$v_g + V_{g_0} + \frac{M}{L}\,v = Z'\left[p''(u - w_0) + i_0\right] \qquad (2)$$

avec $$p'' = \frac{1}{\rho'} + \frac{1}{R_k}$$

La discussion du système des équations (1) et (2) est compliquée dans le cas général et dépend surtout de la nature de l'impédance Z'. Si on adopte pour cette dernière quelques formes simples dont on peut faire l'étude, la confrontation des résultats obtenus avec l'expérience permettra de définir la structure du schéma qui intervient réellement dans la génération des classiques oscillations d'une triode.

2. Schémas envisagés

A) Résistance en série

On suppose dans ce schéma, que le circuit de grille comporte une self L' et une résistance R' en série, et qu'il n'y a pas de résistance entre grille et cathode. Les équations (1) et (2) donnent lieu au système suivant en posant :

$$x = v, \quad y = \mathrm{d}v/\mathrm{d}t, \quad z = u$$

$$\frac{\mathrm{d}x}{X} = \frac{\mathrm{d}y}{Y} = \frac{\mathrm{d}z}{Z} = \mathrm{d}t$$

avec

$$\begin{cases} X = y \\ Y = -\dfrac{1}{C}\left[\dfrac{x}{L} + \dfrac{y}{r'} - \dfrac{az}{\rho u_0}\,Z\right] \\ Z = \dfrac{1}{p'L'}\left(\dfrac{M}{L}\,x + \alpha z + \beta\right) \end{cases} \qquad (3)$$

en posant $\alpha = 1 - p'R'$ et $\beta = V_{g_0} - w_0\alpha - R'i_0$

Le problème est donc en fait tributaire d'un espace à trois dimensions. Mais, si le point singulier se trouve en dehors de la zone 3, on peut le ramener à un problème plan ; l'étude de cette zone, pour la discussion de la stabilité, est limitée alors à celle de la réfraction que subissent les courbes intégrales à la traversée des séparatrices. Si le point singulier est dans cette zone 3, la discussion de la stabilité fait appel aux conditions de Routh-Hurwitz. Quels sont les résultats pour les différentes zones ?

Zone 1. Les équations (1) et (2) se réduisent à :

$$\begin{cases} C\,\dfrac{\mathrm{d}^2v}{\mathrm{d}t^2} + \dfrac{1}{r}\,\dfrac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + \dfrac{v}{L} = 0 \\ v_g = -V_{g_0} - \dfrac{M}{L}\,v \end{cases}$$

Le point singulier est topologiquement [2] un foyer toujours *attractif* : les oscillations sont toujours amorties. Mais elles peuvent être observables (existence d'un cycle limite), le foyer attractif étant un point singulier virtuel dans une telle zone, et non réel.

Zone 2. L'équation (2) restant la même, (1) devient :

$$C\,\frac{\mathrm{d}^2v}{\mathrm{d}t^2} + \left[\frac{1}{r'} + \frac{aM}{\rho u_0 L}\,(w_0 - V_{g_0} - \frac{M}{L}\,v)\right]\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + \frac{v}{L} = 0$$

La discussion de cette équation a été faite dans la note [3]. La stabilité des oscillations est due à l'existence d'un foyer *répulsif*, lorsque la double inégalité suivante fixant les valeurs à adopter pour la mutuelle inductance est satisfaite :

$$-\frac{u_0}{a(w_0 - V_{g_0})}\left[\frac{L(r+\rho)}{r} + \frac{2\rho}{\Omega_0}\right] < M < -\frac{Lu_0}{a(w_0 - V_{g_0})}\cdot\frac{r+\rho}{r} \qquad (LC\Omega_0^2 = 1)$$

Il est très important de remarquer — et l'expérience le confirme — qu'il existe deux valeurs critiques pour le couplage M, déterminant un ensemble. Les oscillations sont observables pour toute valeur de M prise dans cet ensemble. Elles ne sont au contraire pas observables en dehors, c'est-à-dire lorsque le point singulier est un foyer attractif ou un nœud répulsif. Ce résultat est dû à l'hypothèse d'une caractéristique $i_p(v_g)$ non linéaire. Il est impossible de le mettre en évidence avec une théorie linéaire (théorie classique).

Zone 3. Ici deux cas sont à considérer suivant que le point singulier, déterminé par le système des équations (3), se trouve à l'extérieur ou à l'intérieur de cette zone.

a) *Point singulier extérieur* :

La stabilité du système est rattachée à l'étude précédente (zone 2). La forme seule des courbes intégrales est modifiée : celles-ci subissent une réfraction à la traversée de la séparatrice, telle que la différence des pentes des tangentes en un point sur la séparatrice (M) est donnée par :

$$\left(\frac{dy}{dx}\right)_2 - \left(\frac{dy}{dx}\right)_3 = -\frac{aM}{\rho u_0}\Omega_0^2 u_M$$

Cette quantité est toujours positive, car M est négatif. La naissance du courant de grille a donc pour effet d'*amortir* les oscillations. Bien que la réfraction ne donne pas lieu a une courbe discontinue, car la caractéristique $i_g(v_g)$ est toujours parabolique au départ, il est très facile de mettre cette propriété en évidence expérimentalement (figure 4).

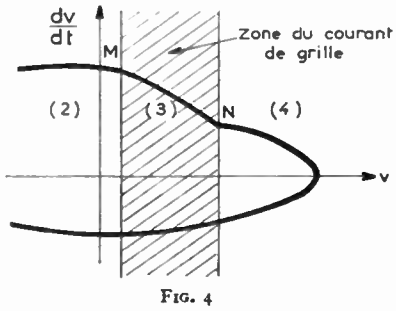


FIG. 4

b) *Point singulier intérieur* :

La stabilité du système fait ici intervenir les conditions de ROUTH-HURWITZ. Si on désigne par

$$S^3 + \xi S^2 + \eta S + \zeta = 0$$

l'équation caractéristique, les coefficients ξ, η, ζ, s'écrivent :

$$\begin{cases} \xi = \dfrac{1}{r'C} - \dfrac{\alpha}{p'L'} \\ \eta = -A - \dfrac{\alpha}{p'L'r'C} \\ \zeta = \left(A\alpha - \dfrac{BM}{L}\right)\dfrac{1}{p'L'} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} -A = \Omega_0^2\left(1 + \dfrac{a\beta M}{\rho u_0 p'L'\alpha}\right) \\ -B = \dfrac{a\beta}{\rho u_0 p'L'C} \end{cases}$$

Les résultats dépendent de la valeur de la résistance R'.

Si cette résistance est très grande (ordre de grandeur d'une résistance de fuite d'une grille), les conditions de stabilité sont toujours observées. En fait on constate expérimentalement qu'il est impossible d'obtenir des oscillations lorsque la valeur de la résistance de grille est grande et que la polarisation fixe V_{g_0} se trouve dans cette zone (par exemple si on prend la masse). Pour obtenir des oscillations, il faut donner au système une condition initiale sous forme d'une tension v_g de grande amplitude et choisir des lampes pour lesquelles cette zone de « freinage » soit d'une largeur insuffisante pour bloquer les oscillations. Ce phénomène illustre un théorème dû à H. POINCARÉ suivant lequel un cycle limite instable est entouré de deux cycle stables, et réciproquement [4] (figure 5).

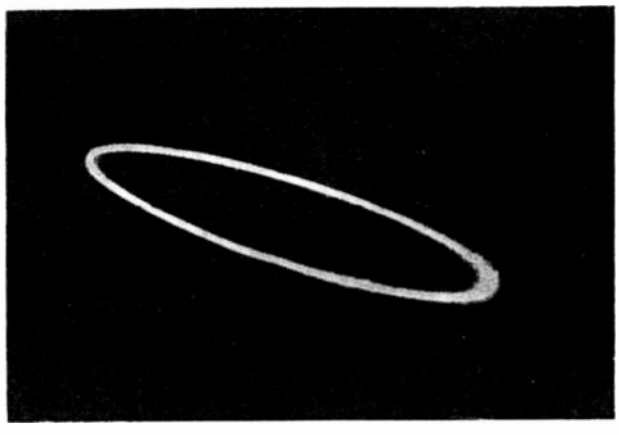


FIG. 5 *a*

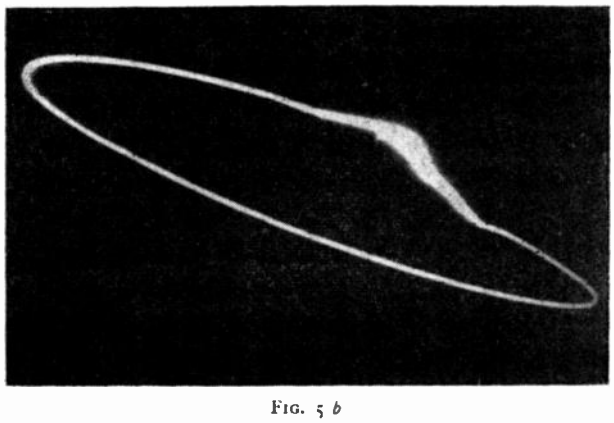


FIG. 5 *b*

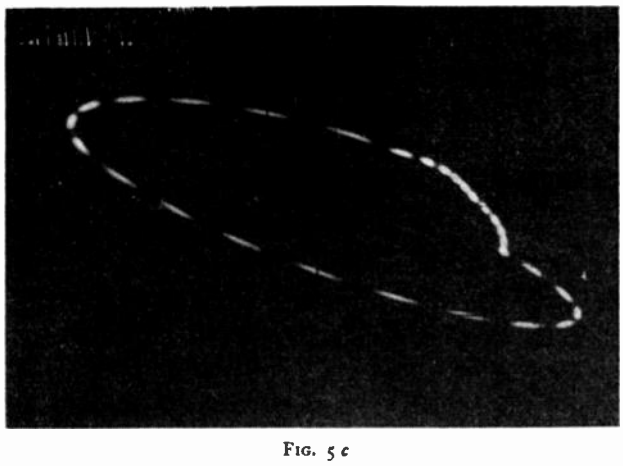


FIG. 5 *c*

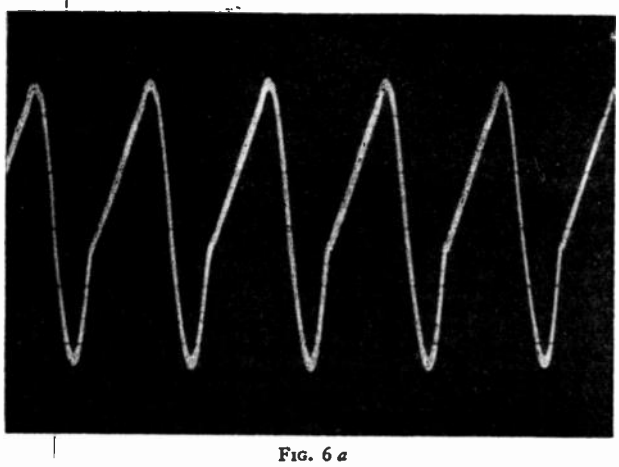


FIG. 6 *a*

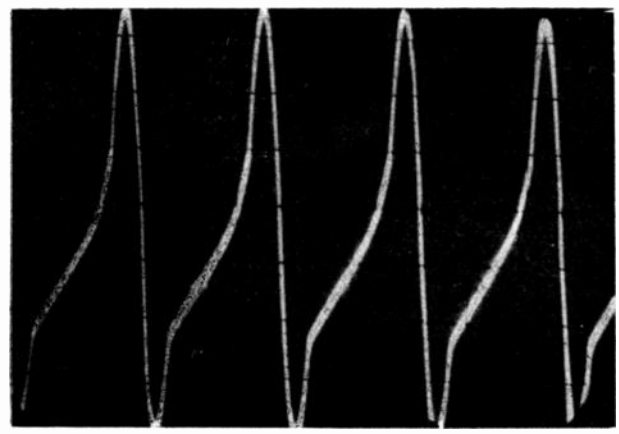


FIG. 5 *b*

Si la résistance R' est très petite (ordre de grandeur d'une résistance additionnelle de self), les conditions de stabilité ne sont jamais observées, car ζ est toujours négatif. L'expérience montre là encore que les oscillations sont très facilement observables, pourvu que M obéisse à la loi plane.

La valeur critique de R' séparant ces deux cas est approximativement celle de la résistance grille-cathode ρ'. Il est intéressant de remarquer que si on tient compte du courant de grille, le paramètre important déterminant l'existence des oscillations n'est pas la mutuelle inductance — dont la valeur sera déterminée par l'étude plane, précédemment faite — mais la résistance de grille.

Zone 4. Dans cette zone qui correspond à la saturation, $di_p = 0$. Il en résulte que l'équation qui régit les oscillations amorties est la même que dans la zone I. Le courant de grille est donc sans influence dans cette zone. Du point de vue de la réfraction que subissent les courbes intégrales, un calcul simple montre que :

$$\left(\frac{dy}{dx}\right)_4 - \left(\frac{dy}{dx}\right)_3 = \frac{1}{\rho C}\left[1 + \frac{aR'(u_0 - w_0 + \rho' i_{g_0}}{L' y_N}\right]$$

Cette différence est positive, car $u_0 > w_0$, pour des valeurs positives de y. Elle est très faible pour des valeurs négatives de y. De sorte qu'une courbe intégrale à la traversée de la zone 3 subit une déformation telle qu'elle est indiquée sur la figure 4. Il est à remarquer que la discontinuité sur cette séparatrice 3-4 est plus marquée que sur la précédente ; cela est dû au fait que la courbure de la caractéristique $i_g(v_g)$ est très grande ; tous se passe comme si le courant de grille était subitement annulé.

La figure 5 montre deux exemples de cycles limites dans le plan des phases. Le montage qui permet de les obtenir a été décrit dans un précédent travail (1). Sur l'un des cycles, le courant de grille est presque sans influence, car le cycle effleure à peine la zone 3 ; son allure est quasi-elliptique. Tandis que l'autre subit la distorsion caractéristique que l'on a étudiée. Enfin une stroboscopie permet de mettre en évidence le freinage dans la zone 3.

La figure 6 montre la distorsion correspondante de la tension $v_p(t)$ à partir d'une forme quasi-sinusoïdale.

Enfin sur la figure 7, on a superposé plusieurs cycles correspondant à autant de valeurs de R', dans le plan dv_g/dt, v_g. Le palier supérieur, commun à tous ces cycles, illustre bien le fait que le courant de grille est sans influence dès qu'on atteint la saturation et que v_g ne croît plus.

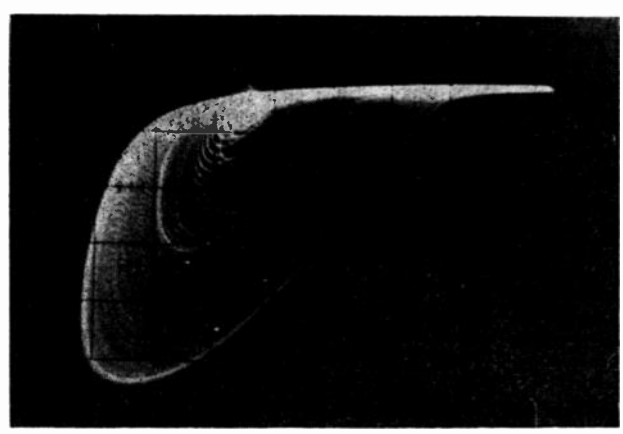


FIG. 7

B) RÉSISTANCE ENTRE GRILLE ET CATHODE

On suppose dans ce schéma que $Z = jL\Omega$. L'équation (2) s'écrit :

$$p'' L' \frac{du}{dt} - u - \frac{M}{L} v - \beta' = 0$$

Les résultats se déduisent sans peine du schéma (A) moyennant la correspondance des paramètres fixée par le tableau suivant :

$$\begin{cases} p' \to p'' & \text{avec} \quad p'' > p' \\ \alpha = 1 \\ \beta \to \beta' = V_{g_0} - w_0 \end{cases}$$

On remarque que α étant égal à l'unité, l'une des conditions de Routh-Hurwitz ne sera jamais respectée, ζ étant toujours négatif. Et par suite, les oscillations, dans la zone du courant de grille seront très facilement observables avec un tel montage, et cela indépendamment de la valeur de R_k. Ce résultat fondamental est confirmé par l'expérience : il est beaucoup plus facile de faire osciller une triode avec un montage de ce type, qu'en mettant une résistance en série avec la self dans le circuit de grille.

C) Capacité dans le circuit de grille

La capacité γ peut être considérée comme étant placée en série avec la self L' ou en parallèle (auquel cas elle constitue la capacité parasite). L'équation (1) reste toujours inchangée.

a) *Capacité en série.*

Un tel schéma est régi par un système d'équations différentielles, non linéaires du deuxième ordre :

$$(1)\quad \left\{ L'\gamma p'' \frac{d^2u}{dt^2} - \gamma \frac{du}{dt} - \gamma \frac{M}{L} \frac{dv}{dt} + p''(u - w_0) + i_0 = 0 \right.$$

L'inductance mutuelle étant négative, on retrouve les équations d'un va-et-vient, un des trois oscillateurs à couplage gyroscopique qui ont fait l'objet d'une précédente étude [5]. Effectivement si on attaque les deux paires de plaques d'un oscillographe par v_p et v_g avec ce montage, on obtient le cycle limité d'un va-et-vient. Et les oscillations, quasi-sinusoïdales, sont très faciles à obtenir. Ici encore, analogie avec le va-et-vient qui oscille facilement. Mais si on supprime R_k, impossibilité d'obtenir des oscillations, du fait que le circuit de grille se trouve « en l'air ». Or les équations ne sont pas modifiées du point de vue formel, seules les valeurs des paramètres étant altérées. L'explication de ce fait réside dans la nature de la résistance ρ' qui est différente de celle de R_k : la charge de la capacité γ n'entraîne pas sa décharge dans la cathode à travers la résistance ρ' de nature électronique, alors que ceci a toujours lieu avec R_k. D'autre part l'hypothèse faite sur la caractéristique $i_g(v_g)$ s'avère ici grossière et devrait être plus explicite pour permettre une véritable explication.

Dans le cas où les oscillations existent, les charges et décharges de γ, la présence du condensateur réservoir ($R_k\gamma$) permettent d'obtenir de très belles oscillations. A noter ici que la polarisation V_{go} est sans effet.

b) *Capacité en parallèle*

Le système des équations est le suivant :

$$(1)\quad \left\{ L'\gamma\left(\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{M}{L}\frac{d^2v}{dt^2}\right) - L'p''\frac{du}{dt} + u - w_0 + V_{g_o} + \frac{M}{L}v = 0 \right.$$

Dans ce deuxième cas, la discussion est à peu près impossible dans le cas général. Mais si γ est faible — ce qui est précisément le cas du schéma envisagé ($\gamma = \Sigma$ capacités parasites interspires de L') — l'équation (2) s'écrit :

$$L'p''\frac{du}{dt} - u + w_0 - V_{g_o} - \frac{M}{L}v = 0$$

et on se trouve ramené au schéma comportant une self L' idéale sans résistance additionnelle. On sait d'après l'étude précédente qu'un tel système oscille facilement ; la petite capacité γ intervient alors pour « linéariser » les oscillations.

Conclusion

Comme l'étude que nous venons de faire le montre, le courant de grille joue un rôle non négligeable sur *la forme* et *l'existence* des oscil ations d'une triode.

Sur la forme, car la zone d'influence du courant de grille se traduit dans le plan des phases (v, dv/dt) par une zone de freinage pour l'affixe représentatif du système dans sa description du cycle des oscillations. Dans tous les cas, et sous une forme plus ou moins marquée, le cycle quasi-elliptique de la théorie classique, ou à non-linéarité faisant abstraction du courant de grille, est déformé comme l'indique la figure 8 : l'arc « elliptique » ABC se distord suivant

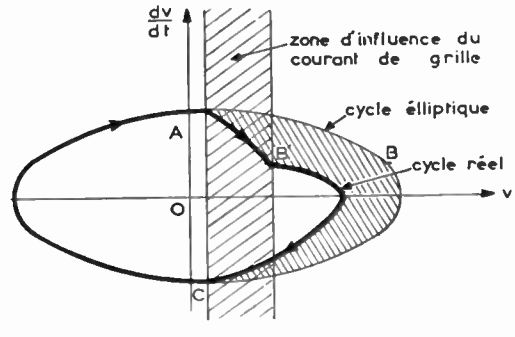


Fig. 8

AB'C, la portion AB' étant décrite avec une vitesse très lente comme le montrent les photographies de la figure 5. Il en résulte une propriété importante que nous nous contentons de signaler au passage : le courant de grille diminue la fréquence des oscillations d'une triode, beaucoup plus que ne le fait la non-linéarité de la caractéristique $i_p(v_g)$.

Sur l'existence, car la zone d'influence du courant de grille étant une zone d'amortissement assez marqué, telle oscillation qui devrait théoriquement se manifester pour une valeur donnée de la polarisation fixe V_{g_o}, dans cette zone, ne se produit pas en pratique. Elle se manifestera d'autant plus facilement que la valeur de la résistance (supposée en série dans le circuit de grille) sera plus faible, ou que la valeur de la polarisation fixe sera extérieure à la zone d'amortissement. On peut illustrer ce résultat par la figure 9, où la photographie montre (par superposition) le blocage, l'existence, puis à nouveau le

FIG. 9

blocage des oscillations, lorsque $|V_{g_0}|$ croît de 0 à une valeur avoisinant le cut-off, mais inférieure.

Enfin, indépendamment des deux équations rétro-couplées qui expriment :

— les oscillations dans le circuit de plaque dues au couplage *à travers la lampe* d'une part,

— les oscillations dans le circuit de grille dues au couplage *par la mutuelle inductance* d'autre part,

il est possible de définir un schéma type réel des oscillations de la triode. Un tel schéma comprend en plus des éléments localisés de la théorie classique :

— une résistance de faible valeur, si elle est en série avec la self du circuit de grille, auquel cas cette résistance peut être considérée comme la résistance additionnelle de la self — de valeur quelconque, si elle se trouve entre grille et cathode.

— une capacité (parasite) de faible valeur en parrallèle sur cette self, ou de valeur élevée en série Dans ce dernier cas, la forme quasi-sinusoïdale des oscillations permet à un pareil schéma de définir un oscillateur presque parfait.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SIDERIADES L. — Systèmes couplés non linéaires. *Journal de Physique et le Radium*. Tome 17, novembre 1956, p. 159A.

[2] SIDERIADES L. — Etude mathématique des systèmes non linéaires du premier ordre. *Journal de Physique et le Radium* Tome 18, juin 1957, p. 25S.

[3] SIDERIADES L. — Sur la stabilité des oscillations d'une triode. *L'Onde Electrique*, janvier 1957, p. 48.

[4] POINCARÉ H. — Sur les courbes définies par une équation différentielle. *Œuvres*. Gauthier-Villars, Paris, Vol. I, 1892.

[5] SIDERIADES L. — Systèmes électroniques du deuxième ordre. *L'Onde Electrique*, octobre 1958, p. 713.

ÉTUDE THÉORIQUE ET FONCTIONNEMENT PHYSIQUE D'UN INTÉGRATEUR LOGARITHMIQUE

par

R.G. NICOLO

Introduction

L'appareil que nous allons étudier est en quelque sorte un compteur qui fournit une indication proportionnelle au logarithme décimal du taux de comptage.

Dans sa forme la plus simple, l'intégrateur logarithmique est un fréquencemètre, mais quelque peu différent de celui-ci du fait qu'il peut admettre des signaux qui ne sont pas nécessairement périodiques.

Cependant, tout le long de notre texte, il sera question de signaux d'entrée rectangulaires, d'amplitude, de durée et de période constantes.

Sans trop rentrer dans les détails, nous signalons le choix des diodes pour l'obtention des caractéristiques logarithmiques, car pour cette application particulière nécessitant un nombre de décades élevé et une parfaite stabilité on ne peut les comparer à aucun autre élément.

1. Circuit pompe à diodes

La figure 1 représente le schéma complet d'un circuit pompe à diodes. En l'absence des diodes d_1 et

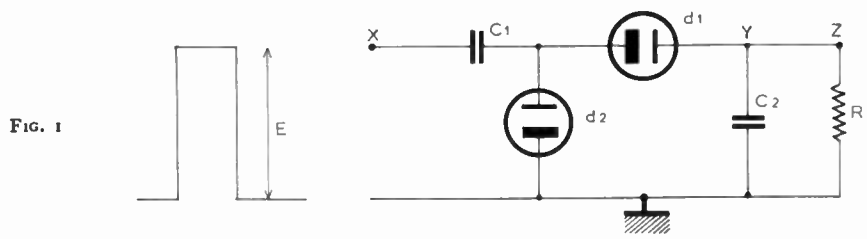


FIG. 1

d_2, et de la résistance de fuite R, les condensateurs C_1 et C_2 sont en série et constituent un diviseur de tensions. Il apparaît à leurs bornes les tensions respectives :

$$V_{x-y} = E \frac{C_2}{C_1 + C_2} \qquad (1)$$

et

$$V_{y-o} = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} \qquad (2)$$

Si, par contre, nous incorporons la diode d_1 de résistance équivalente R_{d1} dans le circuit, fig. 2, les équations 1 et 2 deviennent respectivement :

$$V_{x-y}(t) = E \frac{C_2}{C_1 + C_2} \left[\left(\frac{(C_2 + C_1)}{R_{d1}\, C_1 C_2} \right) \left[1 - e^{-t} \left(\frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2} \right) \right] \right] \qquad (3)$$

$$V_{y-o}(t) = E \frac{C_1}{C_2 + C_1} \left[\left(\frac{C_2 + C_1}{R_{d1}\, C_1\, C_2} \right) \left[1 - e^{-t} \left(\frac{1}{\theta_1} + \frac{1}{\theta_2} \right) \right] \right] \qquad (4)$$

avec $\theta_1 = R_{d1}\, C_1$ et $\theta_2 = R_{a1}\, C_2$

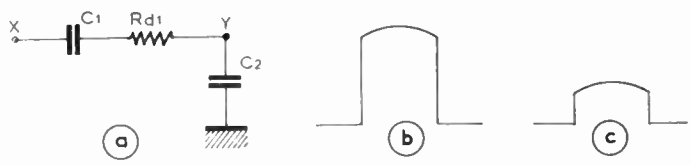


FIG. 2

Les figures 2 b et c montrent la forme des tensions des équations (3) et (4), à partir desquelles nous définissons le temps t pour qu'elles soient égales aux équations (1) et (2) :
d'où :

$$t = L\, (R_{d1}\, C_1)^{R d_1 C_1} \qquad (5)$$

2. Fonctionnement

Soit le schéma de la figure 3, pendant le temps de montée et la durée de l'impulsion positive, la diode

d_2 ne conduit pas, mais la diode d_1 conduit, permettant la charge des condensateurs C_1 et C_2.

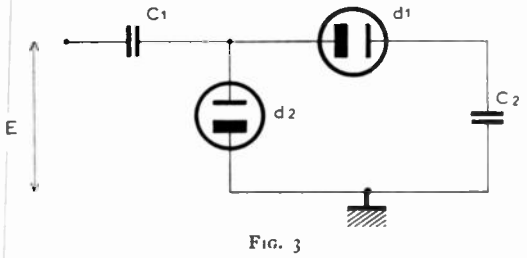


FIG. 3

$$E \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \qquad (6)$$

ce qui entraîne respectivement à leurs bornes des chûtes de potentiel définies par les équations (1) – (2)

$$V_{x-z} = E \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

et

$$V_{y-o} = E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Par contre, pendant le temps de descente de l'impulsion positive et la durée de l'impulsion négative, la diode d_1 ne conduit pas, mais la diode d_2 conduit entraînant à travers elle la décharge du condensateur C_1.

A l'arrivée de la seconde impulsion positive, le même phénomène recommence, c'est-à-dire que la diode d_2 ne conduit pas mais d_1 conduit permettant aux condensateurs d'emmagasiner une nouvelle charge.

$$E \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2} \qquad (7)$$

et la tension totale aux bornes du condensateur C_2 est :

$$V_{y-o} = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} \left(1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)$$

donc pour n impulsions /s elle devient :

$$V_{y-o}(n) = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} \left[1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2 \cdots + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^{n-1}\right] \qquad (8)$$

Nous constatons que, d'une part, en l'absence de la diode d_2, il n'existe aucune possibilité qui admette la décharge des condensateurs — ceci a pour conséquences immédiates de maintenir la tension de sortie constante en fonction de la fréquence (fig. 4)

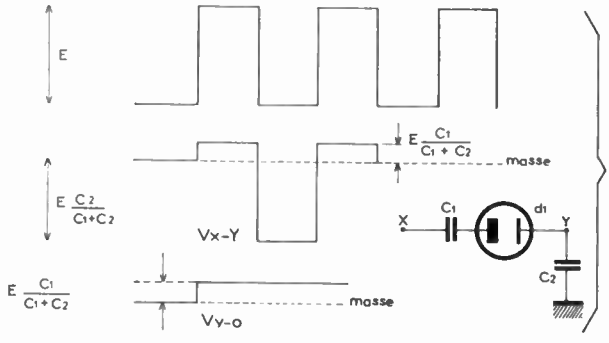


FIG. 4

— et que, d'autre part, nous nous trouvons en présence d'une progression géométrique dont le premier terme est (équation 8) :

$$a \equiv E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

et la raison :

$$q \equiv \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

L'équation 8 devient :

$$V_{y-o}(n) = E \left[1 - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^n\right] \qquad (9)$$

Si le générateur fournit n impulsions pendant un temps t, on recueille aux bornes du condensateur C_2 une tension de :

$$V_{y-o}(t) = E \left[1 - e^{-nt \log \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2}\right)}\right] \qquad (10)$$

avec une constante de temps

$$\theta_o = \frac{1}{nt \log \dfrac{(C_1 + C_2)}{C_2}} \qquad (11)$$

3. Tension de sortie (fig. 5)

Si nous négligeons la résistance interne dans la diode d_2 pendant le fonctionnement et admettons

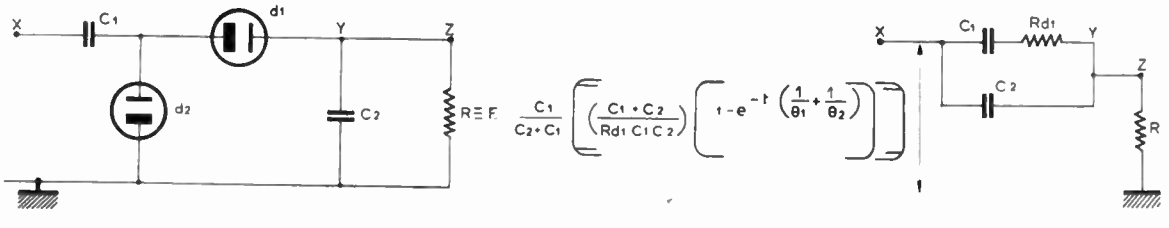


FIG. 5

$C_2 \gg C_1$ et $R \gg R_{d_1}$; aux bornes de la résistance R il apparaîtra une tension de :

$$V_{z-o}(t) = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} (e^{-t/\theta_3} - e^{-t/\theta_1}) \qquad (12)$$

avec $\theta_3 = R\ (C_1 + C_2)$

Dans le cas de la figure 6 où la tension d'entrée

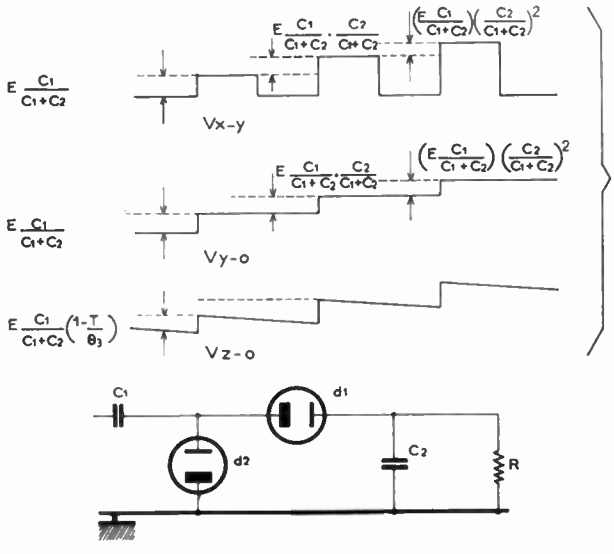


FIG. 6

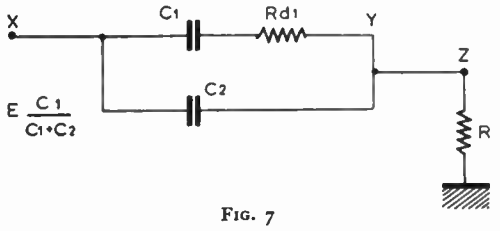


FIG. 7

est $E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, l'équation 12 devient :

$$V_{z-o}(t) = E \frac{C_1}{C_1 + C_2} e^{-t/\theta_3} \qquad (13)$$

si $\theta_3 \ll t = T$, il vient donc :

$$V_{z-o}(t) = \left(E \frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)\left(1 - \frac{T}{\theta_3}\right) \qquad (14)$$

A partir des équations (13) – (14) nous constatons que la diode d_1 n'a aucune influence sur la tension de sortie et que la comparaison des équations (2) – (14) a fait apparaître une erreur pour $T = \frac{1}{n}$ de

$$\sigma = 100 \frac{T}{\theta_3} \qquad (15)$$

Or en régime permanent et à l'équilibre, le courant circulant à travers la résistance R et la chute de tension aux bornes de celle-ci ont respectivement pour valeur :

$$i = E \frac{nC_1}{nC_1R + 1} \qquad (16)$$

$$v = E \frac{nRC_1}{nRC_1 + 1} = E \frac{n\theta}{n\theta + 1} \qquad (17)$$

4. La non linéarité (fig. 7)

L'équation (17) montre la relation non linéaire entre v et n

d'où :

$$v = f(n, \theta) = f(x)$$

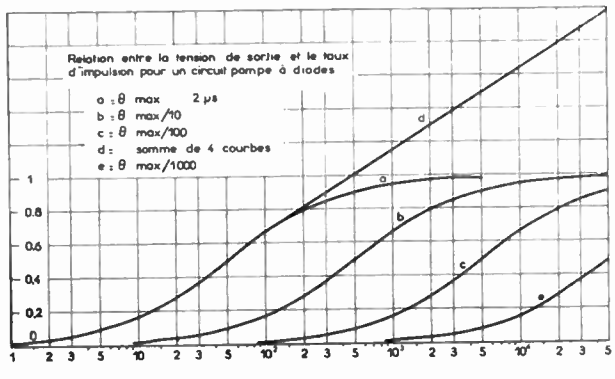


FIG. 8

La valeur maxima de v s'obtient en annulant la dérivée

$$\frac{\partial^2 v}{\partial n\, \partial \theta} = 0$$

Il s'avère que dans les conditions d'équilibre, la tension de sortie est égale à :

$$v = \frac{E}{2} \qquad (18)$$

et

$$n_o\theta = 1 \qquad (19)$$

5. Linéarité (fig. 7)

Du fait que $C_2 \gg C_1$ et $v \ll E$, l'on peut écrire :

$$v = En\ \theta = f(n)$$

Afin de simplifier nos calculs, nous représentons seul, le circuit de sortie en appelant q la charge emmagasinée à chaque impulsion par le condensateur C_2.

D'après ce qui précède, le nombre d'impulsions reçues obéit à la loi de Poisson et pendant un intervalle de temps $t + dt$, le nombre d'impulsions reçues est ndt et la charge supplémentaire emmagasinée par le condensateur C_2, $qndt$.

Plus tard au temps $t = t_o$, il aura emmagasiné une certaine charge et pendant l'intervalle de temps $(t_0 - t)$ la charge totale emmagasinée aura pour valeur :

$$Q = \int_{-\infty}^{t_o} q\, n\, e^{-(t_o - t)/RC_2}\, dt = qRnC_2 \qquad (20)$$

Or, en régime permanent, nous avons :

$$q\, n\, R = \frac{q}{C_2} \qquad (21)$$

Ce qui montre que l'amplitude du signal de sortie est bien proportionnelle au nombre d'impulsions.

Si nous effectuons plusieurs mesures, le calcul se complique à cause de la charge exponentielle, nous obtenons le rapport :

$$\sigma n\,(\theta) = \frac{\partial Q}{Q} = \sigma_1 \frac{[1 + (n-1)(1 - e^{-2\theta})]^{1/2}}{[1 + (n-1)(1 - e^{-\theta})]} \qquad (24)$$

et l'erreur :

$$\Sigma\,(n) = 0{,}6745\ \sigma n\,(\theta) \qquad (25)$$

D'après les résultats et le réseau de courbes figure 9, nous déduisons que pour une valeur finie de n et $\theta = 0$, toutes les mesures étant effectuées simultanément

$$n\,(\theta) = 1 \qquad (26)$$

Ce qui signifie que cette mesure n'est qu'une approximation.

Si, par contre, $\theta \to \infty$, nous aurons :

$$\sigma n\,(\theta) = \frac{\sigma_1}{\sqrt{n}}$$

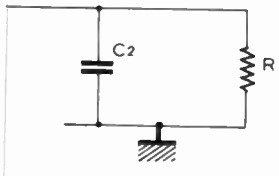


FIG. 9

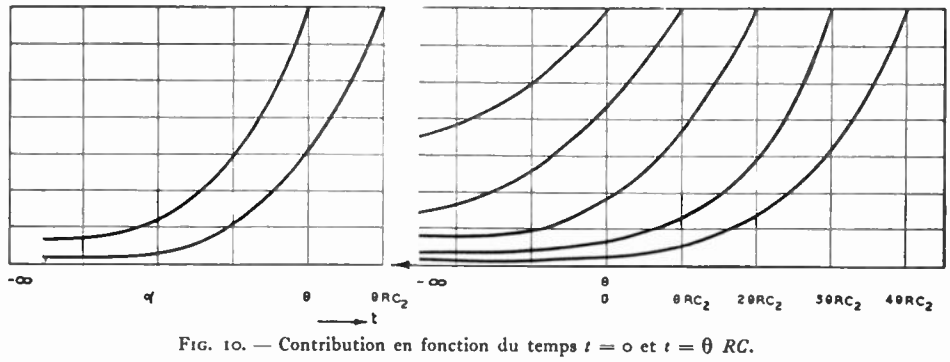


FIG. 10. — Contribution en fonction du temps $t = o$ et $t = \theta\ RC$.

6. Variation $\frac{\partial Q}{Q}$

De même, nous aurons :

$$(\partial Q)^2 = \int_{-\infty}^{t_o} q^2\, n\, e^{-(t_o - t)/RC_2}\, dt = q^2\, \frac{n\, RC_2}{2}$$

d'où

$$Q = q\sqrt{\frac{nRC_2}{2}} \qquad (22)$$

Il vient alors :

$$\frac{\partial Q}{Q} = \sigma_1 = (2nRC2)^{-1/2}$$

et l'erreur probable est donc :

$$\Sigma = 0{,}6745\ \sigma_1 \qquad (23)$$

Lorsque le produit de n et θ est constant le rapport $\frac{\sigma n\,(\theta)}{\sigma_1}$ décroît quand n croît et a la valeur la plus faible quand n a la valeur la plus élevée. Dans ces conditions, nous obtenons :

$$T = n\,\theta\,RC_2 \qquad (28)$$

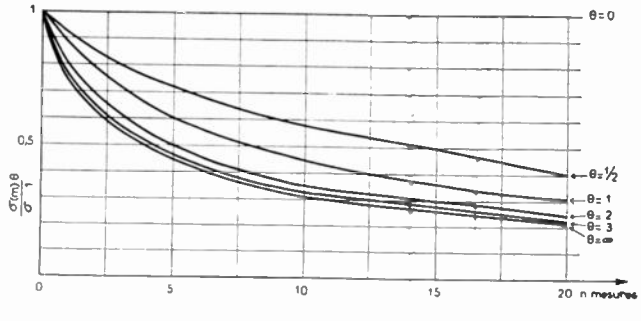


FIG. 11. — $\frac{\Delta V}{V}$ pour un intervalle de temps : $\theta\ RC_2$.

7. Mesures continues

si $n \to \infty$ et $\theta \to 0$, le rapport $\frac{\partial Q}{Q}$ a pour valeur :

$$\sigma(T) = \sigma_1 \frac{(1 + 2\,T/RC_2)}{(1 + T/RC_2)} \qquad (29)$$

d'où l'erreur :

$$\Sigma\,(T) = 0{,}6745\ \sigma\,(T) \qquad (30)$$

C'est le résultat théorique, autrement dit, l'adaptation d'impédances parfaite.

8. Temps d'équilibre

Avant que l'intégrateur ne commence à fonctionner en parfait appareil de mesure, il lui faut un certain temps pour atteindre l'équilibre, égalité des courants circulant respectivement à travers l'impédance du condensateur C_2 et la résistance R.

Si nous admettons que l'intégrateur soit en état de fonctionner à partir du temps $t_0 = 0$, le condensateur C_2 emmagasinera une charge :

$$Q\,(t_o) = qnRC_2\ (1 - e^{-t_o/RC_2}) \qquad (31)$$

En pratique, les mesures ne sont valables que lorsque la charge $Q(t_o)$ diffère de la valeur moyenne d'une quantité égale à Σ

d'où :

$$Qe^{-t_o/RC_2} = \Sigma Q = 0{,}6745\ \sigma_1\, Q$$

Et le temps d'équilibre t_0 est égal à :

$$t_o = C_2 R \left[\frac{1}{2} L\, 2\, n\, RC_2 + 0{,}394\right] \qquad (32)$$

9. Amplitude du signal de sortie d'un intégrateur alimenté par une source radioactive et bruit de fond

Soit une source radioactive de constante de transformation λ/s, la désintégration s'effectue suivant la loi de Poisson et a pour valeur moyenne au temps t, $N_o e^{-\lambda t}$

En général, et dans les conditions d'équilibre. il existe un bruit de fond permanent β/s et le condensateur C_2 emmagasine une charge au temps $t = T$ égale à :

$$Q = q \int_{-\infty}^{o} \beta e^{-(T-t)/RC_2}\,dt + q \int_{o}^{T} (\beta + \lambda N_o e^{-\lambda t})\, e^{-(T-t)/RC_2} dt$$

$$= q\,RC_2 \left[\beta + \frac{\lambda N_o}{1 - \lambda C_2 R} (e^{-\lambda t} - e^{-T/RC_2})\right] \qquad (33)$$

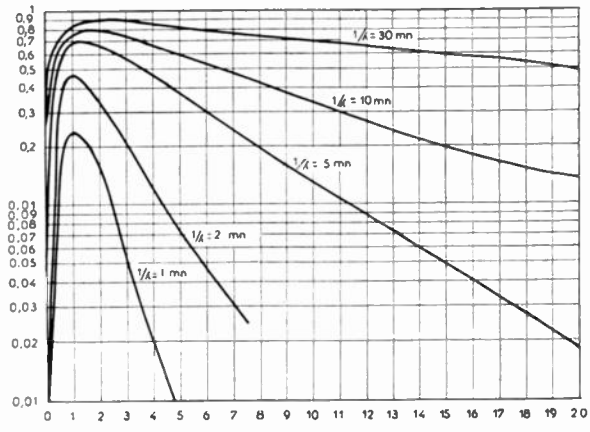


FIG. 12. — Courant de sortie en fonction du temps pour une source de transformation exponentielle de vie de : 1,5 ; 10 ; 30 mn et de vie de : 0,69 ; 3,5 ; 6,9 ; 20,8 mn.

Le réseau de courbes correspond à une transformation exponentielle de $e^{-\lambda t}$, $CR = 0{,}5$ mn.

La figure 10 montre que le terme

$$(e^{\lambda - T} - e^{-T/RC_2})$$

se rapproche de l'unité lorsque :

$$T = 4{,}6 \frac{RC_2}{1 - \lambda RC_2}$$

10. Défaut apporté par le temps de résolution

Dans un intégrateur, il y a un certain nombre de coups perdus dûs au temps de résolution. Lorsque ce dernier est petit par rapport à la durée de l'impulsion et à l'intervalle entre impulsions, on peut déterminer le nombre de coups réels par la relation suivante :

$$N = \frac{n}{1 - nt} \qquad (34)$$

N = nombre de coups totaux,

n = nombre de coups comptés,

t = temps de résolution.

Comme nous l'avions dit plus haut, quand $n\,0 \ll 1$,

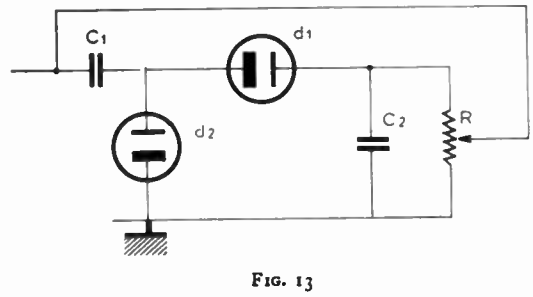


FIG. 13

la tension de sortie v est proportionnelle au nombre d'impulsions n.

$$v \# En\theta$$

De même, dans un intégrateur parfait, il devient souhaitable que la tension de sortie soit proportionnelle à N. A cet effet, il suffit de rendre l'intégrateur de plus en plus sensible au fur et à mesure que le nombre de coups augmente. Le procédé le plus pratique consiste à appliquer une contre-réaction positive de taux p ; à ce moment la nouvelle tension devient égale à :

$$v = C_1 Rn(E + vp) \qquad (35)$$

en posant $p\ C_1\ R = t$

il vient donc :

$$v = EC_1\ RN \qquad (36)$$

11. Obtention des caractéristiques logarithmiques (fig. 7)

Il s'agit de démontrer qu'une variation de n par un facteur 10 provoque toujours une variation de vt, somme des tensions des circuits pompes à diodes. Ce qui a uniquement pour but de montrer que la relation $v = f(n)$ est logarithmique.

Nos calculs sont donc basés sur des constantes de temps qui se diffèrent par un facteur 10.

Posons tout d'abord :

$$\frac{1}{\theta_{max}} < n < \frac{1}{0_{min}} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{\theta_{max}} > n > \frac{1}{0_{min}}$$

et en partant de l'équation (16), nous évaluons la tension totale vt pour m circuits pompes à diodes

d'où :

$$vt(m) = E\left[\frac{n\theta_1}{n\theta+1} + \frac{n\theta_2}{n\theta_2+1} + \frac{n\theta_3}{n\theta_3+1} \ldots + \frac{n\theta_m}{n\theta_m+1}\right] \qquad (37)$$

avec $\theta_2 = 10^{-1}\theta_1$, $\theta_3 = 10^{-1}\ \theta_2 \ldots \theta_m = 10^{-1}\ 0\ (m-1)$

Si $\frac{n\theta}{n\theta+1}$ a des limites comprises entre 1 et 0, nous utiliserons un certain nombre de circuits pompes à diodes et la valeur moyenne de chacun des termes se rapproche de l'une de ces deux limites, il vient donc :

$$v(t) = E[1 + 1 + 1 + (\longrightarrow \varepsilon) + 0 + 0 + 0 \ldots] \qquad (38)$$

Nous voyons que multiplier n par un facteur 10 augmente le nombre des unités de 1 et diminue le nombre des zéros de 1, par conséquent, *augmente la tension totale de vt de façon à ce qu'existe toujours une relation logarithmique de décade en décade. La réciproque étant aussi vraie.*

D'ailleurs, cette relation reste exacte aussi longtemps qu'il peut exister des termes qui se rapprochent de la limite des séries qui, s'additionnant, donnent la tension totale vt.

12. Erreur apportée par un nombre de circuits pompes à diodes donnés (fig. 12)

Nous partons du principe suivant lequel les erreurs sont dues à l'absence de circuits pompes à diodes de constante de temps $0 > \theta_{max}$ et $0 < \theta_{min}$

$$\underline{0 > \theta_{max} \text{ et } E = 1}$$

Généralement, la tension de chacun des circuits pompes à diodes est une partie intégrante de la tension totale et est représentée par $\frac{n\theta}{n\theta+1} \# 1$. Nous pouvons donc admettre une valeur fictive de 1 pour chacun des circuits pompes à diodes supprimé et l'erreur totale devient donc égale à la somme des différences entre 1 et $\frac{n\theta}{n\theta+1}$

d'où :

$$\Sigma_1 = \left(1 - \frac{10\, n\theta_{max}}{1 + 10\, n\theta_{max}}\right) + \left(1 - \frac{100\, n\theta_{max}}{1 + 100\, n\theta_{max}}\right) \text{etc.} \qquad (39)$$

$$\underline{0 < \theta_{min} \text{ et } E = 1}$$

De même, nous noterons que lorsque $\frac{n\theta}{n\theta+1} \to 0$, l'erreur est donc :

$$\Sigma_2 = -\frac{10^{-1}\, n\theta_{min}}{1 + 10^{-1}\, n\theta_{min}} - \frac{10^{-2}\, n\theta_{min}}{1 + 10^{-2}\, n\theta_{min}} \text{ etc} \qquad (40)$$

Les résultats montrent que les erreurs sont importantes lorsque :

$$n \to \frac{1}{\theta_{max}} \quad \text{ou} \quad n \to \frac{1}{\theta_{min}}$$

et que d'autre part, si l'on désire fabriquer un appareil avec une erreur de 3% pour N décades, il faudra utiliser $(N + 3)$ circuits pompes à diodes.

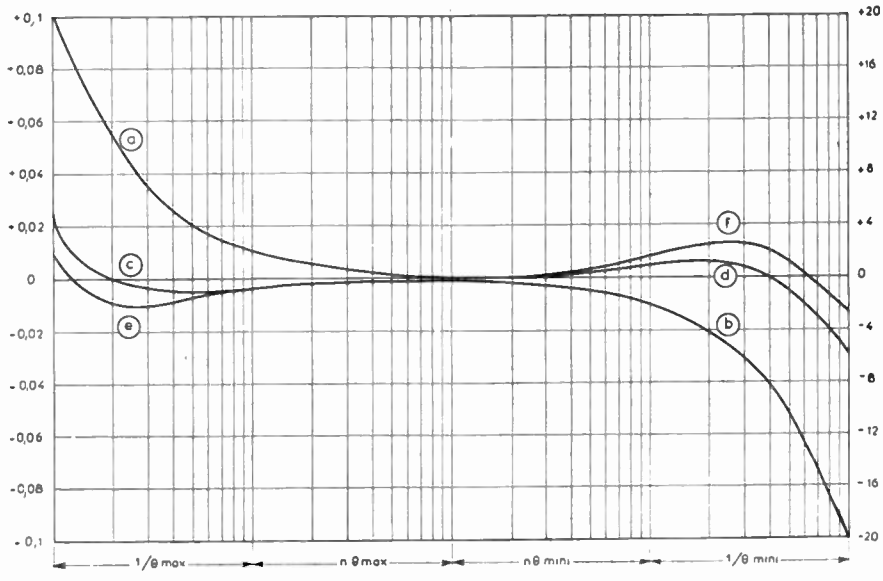


FIG. 14. — Erreurs dues au nombre de circuits pompes à diodes et réduction de l'erreur par augmentation des constantes de temps.

a) Erreur quand n se rapproche de $1/\theta_{max}$;

b) Erreur quand n se rapproche de $1/\theta_{mini}$;

c) Réduction de l'erreur par une augmentation de 15 % de la tension ou courant du circuit pompe à diodes de θ_{max};

d) Réduction de l'erreur par une augmentation de 15 % de la tension ou courant du circuit pompe à diode de θ_{mini};

e) Réduction de l'erreur par une augmentation de 18 % de la tension ou courant du circuit pompe à diode de θ_{max};

f) Réduction de l'erreur par une augmentation de 18 % de la tension ou courant du circuit pompe à diode de θ_{mini};

Il devient facile de prévoir la réduction des erreurs en augmentant la tension de ces derniers puisque les erreurs sont dues à leur absence. Dans le cas général, l'erreur approximative est obtenue par la formule :

$$\Sigma_3 = (10^{10-2\,NP} - 1)\ 100$$

P = erreur exprimée en % pour toute l'échelle,

N = nombre de décades.

L'intégrateur représenté sur la figure 13 est alimenté par des signaux rectangulaires qui, provenant d'un trigger v_2, passent à travers un étage limiteur v_3, avant d'être finalement appliqués sur les entrées des circuits pompes à diodes.

L'on emploie de préférence le trigger car c'est le seul montage pratique et simple qui fournisse des signaux de largeur bien déterminée, car une impulsion de trop grande durée produirait des défaillances dues aux défauts des circuits et une impulsion de trop faible durée provoquerait des défauts dûs à la charge incomplète du condensateur de liaison.

La contre-réaction et la résistance potentiométrique permettent de déterminer avec précision le courant d'une demi-lampe pendant la période de conduction — la grille étant à la masse par le courant grille.

Les quatre premières diodes sont alimentées par des signaux d'amplitude inférieure à celle des signaux qui alimentent les autres diodes. Ces dernières ont pour but de corriger les erreurs apportées par les quatre précédentes.

Pour des raisons essentiellement pratiques, l'on préfère totaliser les courants circulant dans les résistances de fuite aux tensions apparaissant aux bornes de celles-ci.

Le courant total s'écoule dans la masse virtuelle formée par l'entrée du circuit totaliseur, lequel sert d'appareil de mesure.

La résistance de fuite du dernier circuit a une valeur inférieure à la normale afin de pouvoir réduire la tension de ronflement qui, due aux capacités parasites, irait par l'intermédiaire des condensateurs de liaisons de plus faibles valeurs à l'entrée des circuits pompes à diodes.

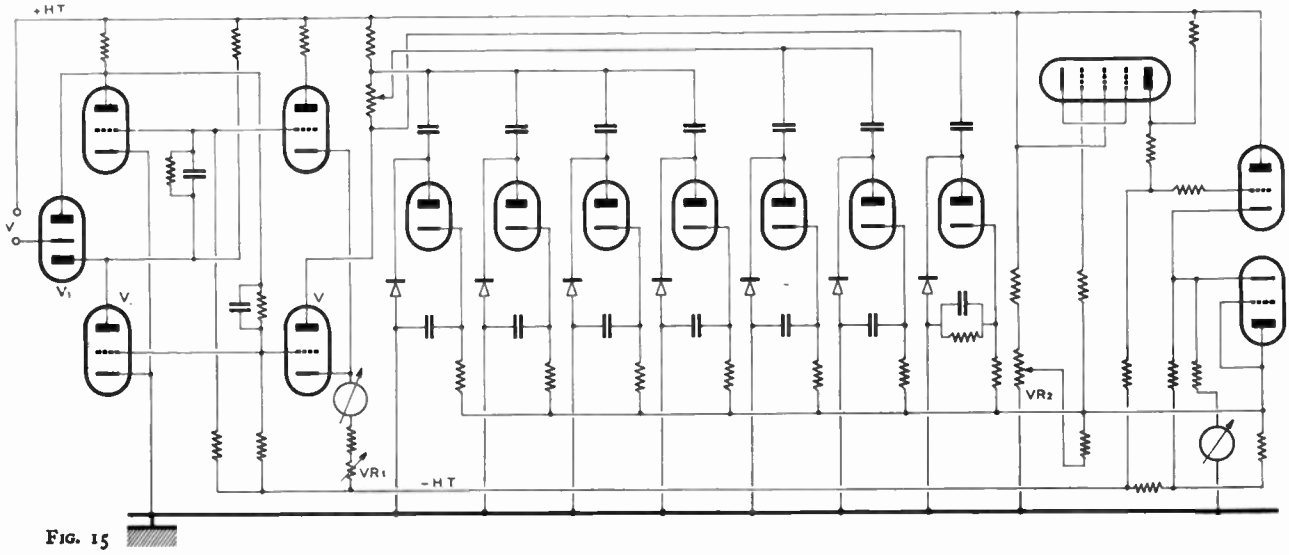


FIG. 15

DE LA TÉLÉVISION EN NOIR ET BLANC A LA TÉLÉVISION EN COULEURS

PAR

MM. SANTOS et DINTZNER

Ingénieurs du Département Télévision des Etablissements PETIT

Dès l'apparition de la télévision en noir et blanc, la télévision en couleurs était techniquement possible mais pour qu'elle fut pratiquement réalisable il était nécessaire de lui apporter certains perfectionnements indispensables et notamment :

1) Amélioration du rapport signal bruit de fond des étages amplificateurs de façon à obtenir une qualité satisfaisante de l'image en partant d'un sujet faiblement éclairé.

2) Réduction de la dimension des systèmes analyseurs pour rendre possible l'emploi d'objectifs standards très lumineux, mais de faible tirage.

Des perfectionnements successifs portent notamment sur la sensibilité globale de la chaîne de télévision permettant ainsi la prise de vue d'un sujet dont l'éclairement ne dépasse pas un lux et sur la réduction des dimensions et du poids de la caméra proprement dite par une simplification originale des systèmes analyseurs et préamplificateurs.

Ainsi a été réalisée, en 1955, une caméra portable mesurant 22 × 8 × 14 cm, poids : 1,200 kg utilisée dès cette époque pour certaines applications scientifiques, telles que, la microscopie, la spectroscopie, et l'endoscopie.

Cette caméra a fait l'objet d'une présentation de téléradiologie à la Société Française des Electriciens en janvier 1956. Précédemment, des expérimentations avaient été faites, dès septembre 1955, notamment à la Fondation Curie, Service du Professeur ENNUYER (télévision endoscopique et radiologique) et dans les Services du professeur THALHEIMER et du Professeur LENÈGRE à l'Hôpital Boucicaut (octobre 1955) où pour la première fois une intervention chirurgicale fut télévisée, en noir et blanc, sur grand écran « Tévox » de 2 mètres de base.

Au point de vue didactique, l'intérêt des images sur grand écran n'échappait à personne, mais cet intérêt aurait été considérablement accru par l'apport de la couleur.

Dès le 8 août 1957, en comité restreint, plusieurs chirurgiens français ont assisté à une projection en couleur sur grand écran employant une technique nouvelle, présentée par les Etablissements PETIT. La caméra reprenait en télécinéma un film chirurgical « Kodachrome », dont la projection cinématographique a pu facilement être comparée à celle du projecteur de télévision en couleurs. Les Etablissements PETIT réalisèrent, pour la première fois, du 4 au 10 novembre 1957, dans les Services du Professeur SOUPAULT à l'Hôpital Saint-Antoine, une retransmission en direct d'interventions chirurgicales suivant ce nouveau procédé découlant des perfectionnements qu'ils avaient apportés à la télévision en noir et blanc.

Les autres procédés de la télévision en couleurs

Parmi toutes les autres solutions proposées au problème de la télévision en couleurs, tant en France qu'à l'Etranger, deux techniques basées sur le principe de la trichromie semblent retenues à l'heure actuelle.

1. PROCÉDÉ SÉQUENTIEL TRICHROME

Les images sont analysées successivement à travers 3 filtres colorés, généralement rouge, vert et bleu.

La réception s'effectue, soit sur tube cathodique «trichrome», soit sur un tube cathodique classique noir et blanc, devant lequel tourne un disque à secteurs colorés, synchronisé avec la caméra de prise de vues.

Bien que la définition soit satisfaisante et que la superposition des images colorées ne pose pas un grand problème, cette technique impose, dans la caméra, un tube analyseur sans inertie, prohibant actuellement l'emploi des tubes analyseurs de faibles dimensions.

Les caméras découlant de cette technique sont donc obligatoirement de grandes dimensions et de poids élevé, ce qui en limite l'utilisation dans certaines applications.

Les récepteurs envisagés, soit à tube noir et blanc, soit à tube trichrome présentent des difficultés pratiques.

Il y a impossibilité de modifier la nuance des composantes colorées à la réception, de façon à adapter le « rendu » des couleurs au mieux des exigences de l'œil du spectateur.

L'emploi du disque ou de tout dispositif mécanique d'entraînement des filtres colorés est délicat et introduit un risque supplémentaire de désynchronisation, donc de modifications importantes des couleurs.

D'autres part, les images obtenues dans ces conditions présentent les inconvénients de « papillotement » (flicker), et des variations de couleurs des objets brillants en mouvement (color training).

2. PROCÉDÉ TRICHROME SIMULTANÉ consiste dans l'analyse et la projection simultanées de trois composantes colorées de l'image, généralement les mêmes que les précédentes.

Il s'agit en réalité de la juxtaposition de bout en bout, de la caméra au récepteur, de trois chaînes de télévision noir et blanc. Chaque chaîne correspond à une couleur de base déterminée par un filtre qui est, en principe, le même dans la caméra et dans le récepteur.

Ce dispositif convenablement réglé a l'avantage de conserver l'exactitude des teintes fondamentales et de permettre une projection en couleurs sur grand écran avec une luminosité suffisante.

La complication du fait de l'existence de trois chaînes distinctes, alors que le procédé séquentiel n'en utilise qu'une, n'est qu'apparente. En effet, beaucoup d'organes peuvent être communs aux chaînes, la réalisation et la mise au point en sont d'autant simplifiées.

Du fait de la simultanéité de la transmission l'image est parfaitement stable, sans papillotement ni variation de couleurs des objets en mouvement.

Ce procédé rend possible l'emploi dans la caméra de trois tubes analyseurs de faibles dimensions et de prix de revient réduit.

La méthode des trois images colorées simultanées présente, toutefois, un certain nombre de difficultés techniques qui en rend la réalisation délicate :

Caméra : Les objectifs classiques à foyer fixe ou variable ont un tirage limité peu compatible avec l'emploi des séparateurs et des renvois destinés à projeter les éléments colorés sur les trois tubes analyseurs.

Des dispositifs optiques ont donc été employés pour augmenter le tirage, mais ils provoquent des pertes de lumière qui mettent les tubes analyseurs dans de moins bonnes conditions de fonctionnement, imposent l'emploi de diaphragmes très ouverts qui diminuent la profondeur de champ et nécessitent de plus des intensités lumineuses inacceptables dans certaines applications.

Récepteurs : Des difficultés interviennent dans le récepteur à tube trichrome ou à projection, où les trois images doivent se superposer rigoureusement.

Technique polychrome étudiée par les établissements Petit

Ce procédé s'apparente à celui précédemment décrit. Il apporte une simplification essentielle à la réalisation d'un équipement de télévision en couleurs par la juxtaposition d'une deuxième voie à une chaîne de télévision normale noir et blanc.

Il nous est apparu lors de différents essais que le pouvoir séparateur de l'œil humain est plus élevé pour une image « noir et blanc » que pour une image colorée. C'est en tenant compte de cette observation que nous avons pu mettre au point un appareil de télévision en couleurs fonctionnant en circuit fermé dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

POSSIBILITÉS

1. *Fonctionnement de l'installation en télévision standard noir et blanc* : Une des deux chaînes d'amplification est arrêtée ; l'appareil effectue dans ces conditions la transmission d'une prise de vue de télévision normale, fournissant une image noir et blanc à très haute définition pouvant être reprise par tout récepteur standard 819 lignes.

2. *Prises de vues en couleurs* :

Pendant les prises de vues en couleurs les conditions précédentes restent valables pour la réception des images habituelles.

La mise en service de la deuxième voie ajoute à cette image les renseignements « couleurs » si la réception est effectuée sur un retransmetteur spécialement étudié et comportant un second tube dont l'image est superposée à la première.

On observe ainsi une image qui reproduit les couleurs de la scène observée par la caméra, tout en conservant la définition du 819 lignes.

Avantages du procédé polychrome :

Simplification de construction et d'utilisation — compatibilité avec un réseau noir et blanc — réduction de la bande passante.

Avenir de cette technique

A la lueur des résultats obtenus et de récentes recherches effectuées dans d'autres laboratoires du monde entier (L. LAND aux U.S.A. — MM. SANDOZ et TIBOR DE LACZAY en France — R. W. WELLS, British Communications and Electronics) on a l'impression que la télévision en couleurs pourrait s'orienter vers un procédé à deux canaux dissociant l'image de sa couleur ou si l'on veut le dessin de la peinture en remettant en vedette les travaux des pionniers de la photographie et du cinéma en couleurs.

Réalisations pratiques

Les applications de la télévision en couleurs selon cette technique sont très nombreuses et les réalisations pratiques se sont portées vers le domaine médical, en particulier : transmission du champ opératoire, endoscopie, microscopie.

A titre d'exemple nous allons décrire l'installation étudiée pour la télévision en couleurs d'un champ opératoire :

Caméra : Une caméra électronique, de dimensions

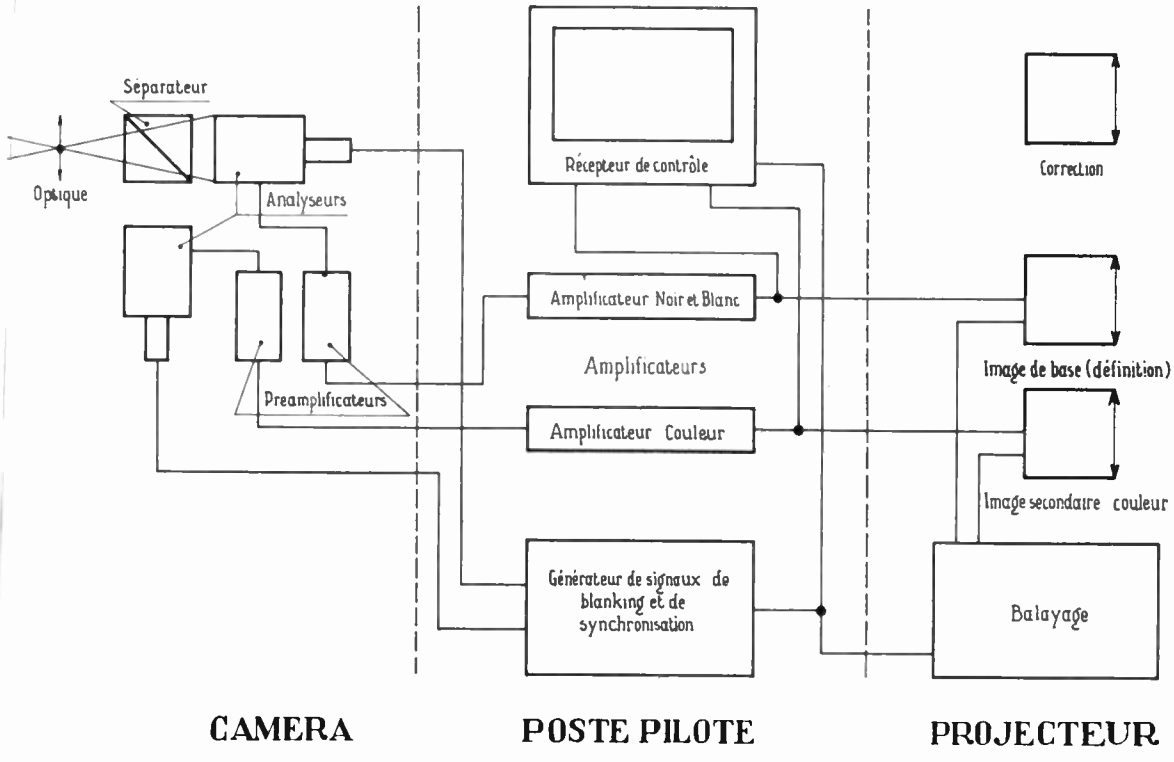


Fig. 1. — Diagramme général de l'équipement de télévision en couleurs.

très réduites : 24 × 24 × 12 cm — Poids : 5 kg est montée dans une coupole d'éclairage à foyers multiples. Cette coupole est télécommandée autour de deux axes perpendiculaires. La caméra dans ces conditions n'apporte au chirurgien aucune gêne supplémentaire du fait de son emplacement. Elle effectue une visée axiale de la zone éclairée sans interposition de miroirs. Le centrage de la lumière est commandé automatiquement depuis le poste pilote de contrôle.

La sensibilité de la caméra est telle qu'elle ne nécessite aucune lumière complémentaire qui serait préjudiciable, tant pour le malade que pour le chirurgien. D'autre part, la réduction des dimensions des dispositifs d'analyse permet l'emploi d'optiques classiques à tirage normal, l'optique à focale variable S.O.M. convient parfaitement. Les réglages de l'optique sont télécommandés du poste pilote (diaphragme, focale, mise au point optique, etc.) aucune présence supplémentaire, du fait de la télévision, n'est donc nécessaire dans la salle d'opérations.

Fig 2 — Caméra en couleurs, d encombrement et de poids (5 kg) très réduits

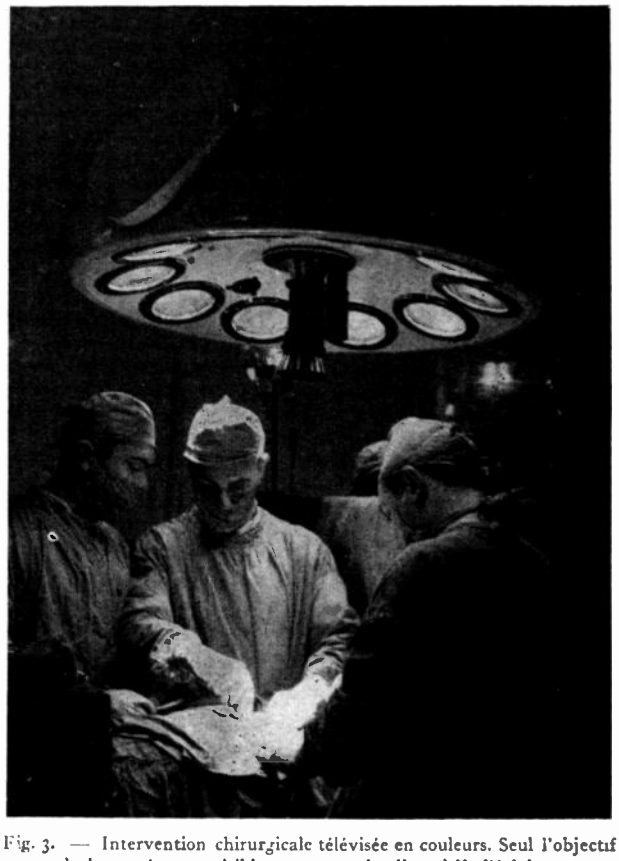


Fig. 3. — Intervention chirurgicale télévisée en couleurs. Seul l'objectif de la caméra est visible au centre du dispositif d'éclairge

D'autre part, la caméra peut pivoter autour de son axe et il est possible de choisir avant chaque intervention chirurgicale l'orientation la plus favorable. Un câble de 25 mètres ou plus véhiculant les tensions d'alimentation de la caméra, les télécommandes et les signaux video engendrés par les tubes analyseurs, la relie au poste pilote.

Dans la salle d'opérations, un récepteur de contrôle peut être placé pour faciliter les commentaires de l'opérateur ou d'un assistant. Il est même possible de faire apparaître sur ce récepteur des images captées par une autre caméra dans un autre endroit. On peut ainsi présenter au chirurgien des documents ou des pièces anatomiques dont il aurait besoin pour la suite de l'intervention.

Poste pilote de contrôle : Le poste pilote comporte l'ensemble des générateurs de signaux de balayage, de synchronisation et les deux chaînes d'amplification video. Les dispositifs d'ajustage sont indépendants d'une chaîne à l'autre, tandis que les réglages sont jumelés. Dans ces conditions l'appareil se règle aussi facilement qu'un téléviseur noir et blanc. Du pupitre on peut commander :

a) ouverture du diaphragme ;

b) mise au point optique ;

c) ajustement de la focale (champ visuel de 4 à 20 cm de diamètre) ;

d) orientation de l'appareil d'éclairage selon deux directions ;

e) focalisation électronique.

Fig. 3. — Vue de la caméra dans le dispositif d'éclairage système GALLOIS (Claude PAZ)

Projecteur de la salle de conférences : Placé à 4 mètres d'un écran de 2 mètres de diagonale, le projecteur de dimensions réduites (hauteur 0,60 m, largeur 0,80 m, profondeur 0,60 m) n'intercepte en aucun cas la visibilité de l'écran pour les spectateurs placés derrière lui.

Bien que l'appareil comporte trois projecteurs deux seulement sont modulés ; le troisième apporte une correction de teinte. La superposition précise des images est obtenue à l'aide de deux vis micrométriques. Seuls sont accessibles les réglages d'intensité lumineuse et de concentration de l'image.

La puissance est suffisante pour permettre une bonne visibilité des images en couleurs, même dans une salle faiblement éclairée. Deux cents spectateurs, environ, peuvent facilement assister à la projection.

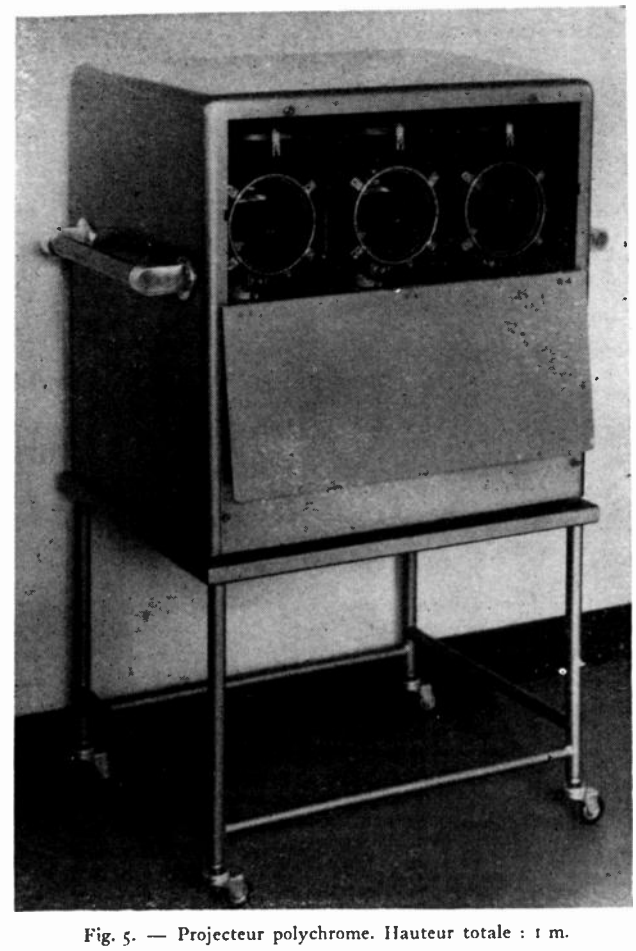


Fig. 5. — Projecteur polychrome. Hauteur totale : 1 m.

Installation complémentaire

Des récepteurs standard noir et blanc peuvent être intercalés sur n'importe quel point du réseau video couleur.

L'intervention chirurgicale pourra être commentée et illustrée depuis une salle annexe, grâce à une deuxième caméra.

L'extension à la radiotélévision pose un problème d'émission hertzienne que nous avons pu résoudre dans des conditions telles que la bande de fréquences allouée actuellement à chaque émetteur d'images en noir convient très bien, la définition demeurant la même.

Les émissions couleurs suivant ce procédé seront reçues en noir et blanc par les récepteurs standards sans aucune modification.

Pour la réception de ces émissions en couleurs, les récepteurs spéciaux sont équipés de deux tubes dont les images sont optiquement superposées.

L'arrêt du tube secondaire permet l'utilisation en noir et blanc sur d'autres canaux en émissions normales.

Nous sommes persuadés qu'à l'heure actuelle ce système de télévision en couleurs donne des images d'une excellente définition et dont les teintes sont d'une exactitude suffisante pour la plupart des applications. De plus, ce système est extrêmement économique.

BIBLIOGRAPHIE *(suite de la page 766)*

thèque de l'Enseignement Technique » constitue le tome III du cours élémentaire de mathématiques supérieures.

On y trouvera une étude de l'intégrale et des différents procédés d'intégration, accompagnée d'exemples dont les détails de calcul sont donnés.

Une large place est faite aux applications : calcul des valeurs moyennes des fonctions, des surfaces et des longueurs des courbes, étude et application des lignes trigonométriques hyperboliques, calcul des volumes et des surfaces extérieures des volumes de révolution et des centres de gravité.

Outre un résumé de toutes les formules, l'intérêt du livre est de présenter plusieurs centaines d'exercices d'intégrales et de problèmes à résoudre par les intégrales dont un grand nombre comporte la réponse.

R. O. E.

Cours élémentaire de mathématiques supérieures (Tome V — Equations différentielles et applications) par J. QUINET (Préface de R. BARTHELEMY). Un vol. 16 × 25 cm, 228 pages, 58 figures (2e édition, Dunod, Paris 1959). Broché : 1 100 F.

Dans ce livre, on trouve la théorie expliquée en détail et avec de nombreux exemples numériques, des équations différentielles du premier et du deuxième ordre, ainsi que les équations aux dérivées partielles que l'on rencontre si souvent dans différentes techniques. Mais l'originalité de l'ouvrage réside dans les trente-cinq problèmes d'application à des questions de mathématiques, de physique, de thermodynamique, de mécanique, d'électricité et de radio, exposés avec tous les détails des calculs. Il contient également l'étude fondamentale de l'équation des cordes vibrantes, des circuits oscillants couplés, de la propagation du courant électrique de long des lignes et enfin l'établissement de l'équation de la lampe diode de la radio.

L'ouvrage se continue par deux importants chapitres, sur l'étude du potentiel et sur la distribution des champs. Enfin, dans cette deuxième édition, on trouvera plusieurs centaines de problèmes et exercices à résoudre, classés par chapitre.

R.O.E.

Métrologie Appliquée, par M. DENIS PAPIN, J. VALLOT, et A. FOUILLE. Un vol. 10 × 15 cm, 404 pages, 236 figures, (3e édition, Dunod, Paris 1959). Relié : 580 F.

Cet aide mémoire DUNOD qui vient d'être publié, complément de l'aide-mémoire Métrologie Générale, traite des principes de la métrologie électronique moderne et des méthodes employées, suivant les derniers procédés d'expérimentation et les récentes unités.

R.O.E.

Stéréophonie (« Stereo... how it works »), par H. BURSTEIN. Un vol. 21 × 14 cm, 224 pages, nombreuses figures (Gernsback Library, New-York 1959). Prix : $ 2.90.

Dans cet ouvrage, divisé en 10 chapitres, l'auteur passe en revue tous les aspects de la stéréophonie : théorie, mode de revue tous les aspects de la stéréophonie : théorie, fonctionnement, techniques d'enregistrement, multiplexage, disques, rubans. Cet opuscule présenté de façon simple mais cependant complète peut intéresser aussi bien de spécialiste que l'amateur débutant. Le livre comporte un index alphabétique.

R. O. E.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

ÉMETTEURS DE RADIODIFFUSION SONORE A MODULATION DE FRÉQUENCE

Nous avons publié dans le numéro de juillet-août 1959 de L'Onde Electrique des informations concernant les réseaux de radiodiffusion et de télévision français. La R.T.F. nous communique qu'à partir du 7 septembre 1959 l'affectation des émetteurs de radiodiffusion sonore à modulation de fréquence a été quelque peu modifiée ; compte tenu de ces modifications et de la mise en service de nouveaux émetteurs, nous indiquons ci-après les caractéristiques des émetteurs à modulation de fréquence qui transmettent chacun des quatre programmes de radiodiffusion sonore de la R.T.F.

Chaîne A — France I (Paris-Inter) :

Lille-Ville II	2 kW	88,7 MHz
Metz-Luttange I	12 kW	99,3 MHz
Mulhouse-Belvédère II	12 kW	96,3 MHz
Paris-Grenelle	5 kW	96,1 MHz

Chaîne B — France II (Régional) :

Caen-Mont Pinçon	12 kW	91,5 MHz

Chaîne C — France III (National) (intégralement) :

Bourges-Neuvy II	12 kW	89,4 MHz
Caen-Mont Pinçon	12 kW	87,8 MHz
Dijon-Nuits-St-Georges II	2 kW	88,0 MHz
Paris-Tour Eiffel II	12 kW	97,6 MHz
Toulouse-Pic du Midi II	2 kW	87,9 MHz

Chaîne C — France III (National) : tous les jours jusqu'à 17 h le samedi jusqu'à 13 h, le dimanche jusqu'à 9 h 30 :

Bordeaux-Bouliac	2 kW	98,1 MHz
Lille-Ville I	2 kW	92,2 MHz
Lyon-Mont Pilat	12 kW	92,7 MHz
Marseille-Grande Etoile	12 kW	95,4 MHz
Metz-Luttange I	12 kW	89,7 MHz
Mulhouse-Belvédère I	12 kW	92,1 MHz
Nancy-Vandœuvre	0,25 kW	96,9 MHz
Strasbourg-Lauth	2 kW	95,0 MHz
Toulouse-Ville	0,25 kW	97,5 MHz

Chaîne D — France IV (Programme spécial M.F.) tous les jours à partir de 17 h, le samedi à partir de 13 h, le dimanche à partir de 9 h 30.

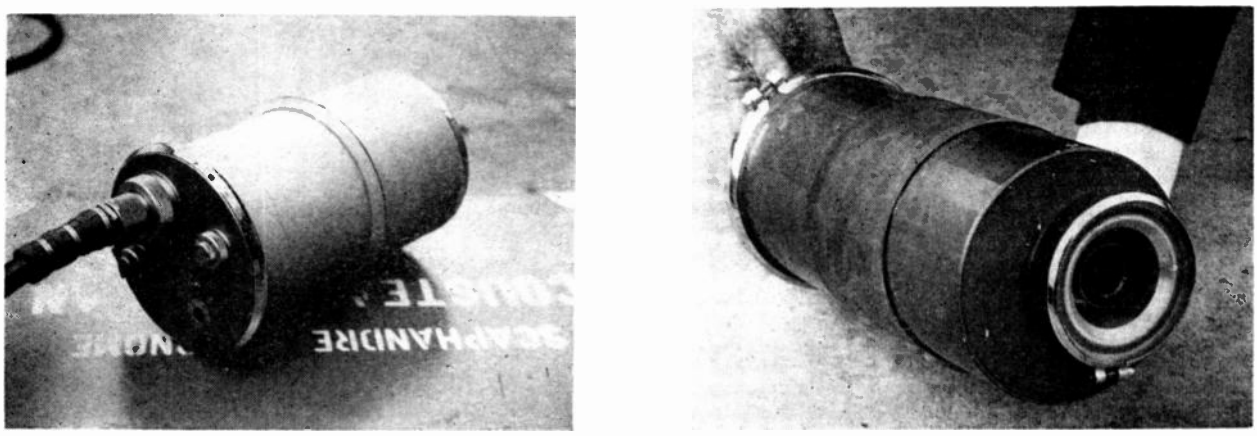
Bordeau-Bouliac	2 kW	98,1 MHz
Bourges-Neuvy I	12 kW	93,0 MHz
Caen-Mont Pinçon I	12 kW	95,6 MHz
Dijon-Nuits-St-Georges I	2 kW	95,8 MHz
Lille-Ville	2 kW	92,2 MHz
Lyon-Mont Pilat	12 kW	92,7 MHz
Marseille-Grande Etoile	12 kW	95,4 MHz
Metz-Luttange II	12 kW	89,7 MHz
Mulhouse-Belvédère I	12 kW	92,1 MHz
Nancy-Vandœuvre	0,25 kW	96,9 MHz
Paris-Tour Eiffel I	12 kW	90,35MHz
Strasbourg-Lauth	2 kW	95,0 MHz
Toulouse-Pic du Midi I	2 kW	91,5 MHz
Toulouse Ville	0,25 kW	97,5 MHz

On notera, outre les modifications d'affectation, la mise en service d'un deuxième émetteur à Bourges - Neuvy-deux-Clochers (93,0 MHz - 12 kW) et à Toulouse - Pic du Midi (91,5 MHz - 2 kW) ainsi que des deux émetteurs de Paris-Tour Eiffel (90,3 MHz et 97,6 MHz - 12 kW).

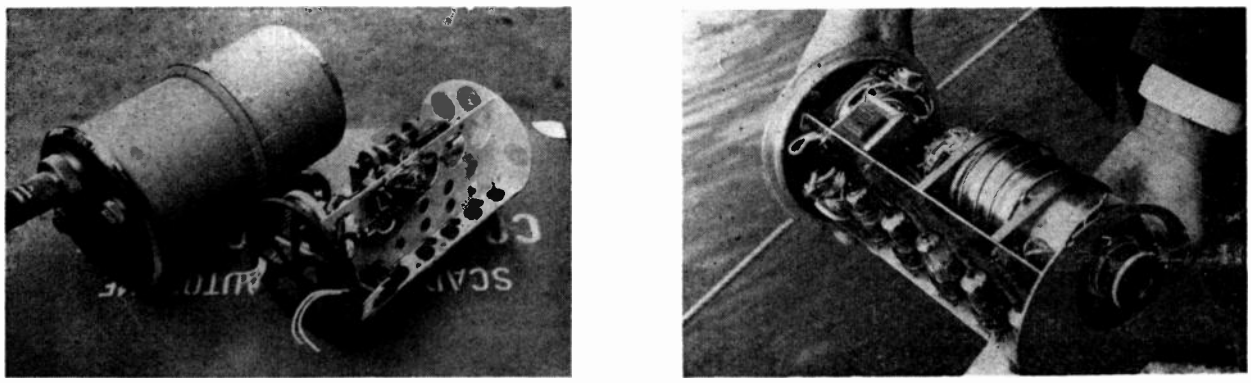
LA TÉLÉVISION SOUS-MARINE

Ainsi que nous l'avions annoncé, nous publions à nouveau, ci-dessous, la figure 1 de l'article de MM. BEAUGRAND, GRUGET et SIVIRINE (Onde Electrique de septembre 1959, page 742). dont les clichés avaient été abimés.

Encore une fois, nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous en excuser.



Caméra C.F.T.H. (THV 110 A). Sur la flasque arrière : les deux prises d'alimentation des projecteurs, un voyant lumineux pour l'appel du plongeur ainsi que la prise de raccordement du câble unique, étanche et multiconducteur de la caméra (diam. : 25 mm).



Caméra de télévision sous-marine contenant un châssis solidaire de la flasque arrière du boîtier cylindrique en alliage léger d'aluminium étanche jusqu'à 10 kg/cm² de pression.

COMMUNIQUÉS

ATTRIBUTION DU PRIX HENRI ABRAHAM EN 1960

Le Prix Henri Abraham sera attribué par la Société des Radioélectriciens en 1960 ; *on trouvera, ci-après, le règlement concernant l'attribution de ce prix tel qu'il a été rédigé en* 1953.

Il sera attribué tous les deux ans, à partir de l'année 1954, un Prix, non partageable, d'un montant de cent mille francs — (100 000 F) — destiné à récompenser un travail particulièrement intéressant dans le domaine de la Radioélectricité, des Télécommunications ou de l'Electronique, effectué en France ou à l'Etranger par un Ingénieur, Savant ou Technicien français ou ressortissant de l'Union Française, âgé de moins de 35 ans, au 1er janvier de l'année d'attribution.

Ce travail, inédit ou non, doit être présenté par son auteur au Secrétariat Général de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre Larousse à Malakoff (Seine) — avant le 1er *janvier* de l'année d'attribution (dans le cas présent : le 1er janvier 1960).

Le Prix est attribué par un Jury composé de la façon suivante :

— Le Président de la Société des Radioélectriciens, Président du Jury ;
— Le Président désigné pour l'exercice suivant ;
— Les 6 derniers Présidents ;
— Les 3 Vice-Présidents ;
— Le Secrétaire Général ;
— Le Secrétaire Général sortant.

Le Secrétariat en sera assuré par un Secrétaire de la Société.

Le Jury pourra éventuellement s'adjoindre à titre consultatif les spécialistes dont il désirerait recueillir l'avis.

Lorsque la valeur des travaux soumis au Jury est jugée insuffisante, le prix n'est pas attribué ; le principe d'attribution du prix est décidé à la majorité absolue des votants.

En cas de décision favorable, le prix est décerné à la majorité absolue des votants. — Toutefois, au cas où après 3 tours de

scrutin, aucune majorité absolue ne pourrait se dégager, la majorité relative suffira pour faire désigner le lauréat.

En cas de décision défavorable, le résultat du vote sera transmis au Conseil de la Société des Radioélectriciens qui pourra soit supprimer purement et simplement le Prix, soit le reporter dans des conditions qu'il précisera.

Les conditions des votes sont les suivantes :

— Le vote est personnel ;
— Le quorum est fixé aux deux tiers des membres du Jury ;
— En cas de partage des voix, la voix du Président du Jury est prépondérante ;
— Le vote par correspondance est admis.

DÉVELOPPEMENT DE L'INDUSTRIE DES SEMI-CONDUCTEURS EN ITALIE (SOCIÉTÉ MISTRAL)

La Société italienne MISTRAL (Manifattura Intereuropea Semiconduttori Transistori Latina) est une filiale de deux Sociétés Milanaises, la MICROFARAD et la MIAL.

MICROFARAD, qui y détient la majorité, est elle-même une filiale de la Compagnie Générale de T.S.F. Son activité industrielle s'étend au domaine des pièces détachées électroniques, en particulier des condensateurs.

Quand il s'est agi pour la C.S.F. de développer les moyens industriels de MICROFARAD, pour répondre à l'accroissement considérable de la demande, une solution « décentralisée » fut étudiée puis retenue.

Les autorités italiennes favorisant le développement des régions méridionales de la péninsule, le site choisi pour édifier la nouvelle usine fut fixé dans la province de LATINA, au sud de ROME. Cette province de création récente (elle date de 1934), comprend toute la région des anciens marais pontins qui ont été, on le sait, l'objet de gigantesques travaux d'assèchement.

L'usine MISTRAL est exactement située au pied de la pittoresque petite cité de SERMONETA à quelques 7 km de LATINA, chef-lieu de la province.

Elle sera essentiellement consacrée à la production de transistors en très grande série, plus spécialement destinés aux applications civiles.

Appuyée sur le Centre de Recherches C.S.F. à PARIS, elle bénéficiera instantanément de tous les progrès enregistrés dans cette technique en évolution constante.

MISTRAL apporte à l'Italie sa première production nationale de transistors. Cette production, complémentaire de celle des usines françaises C.S.F. assurera ainsi un développement harmonieux des activités « Pièces Détachées » dans le cadre du Marché Commun.

EXTENSION DE SOCIÉTÉS FRANÇAISES A L'ÉTRANGER

Le développement des exportations françaises, la pleine expansion de l'Industrie Electronique, la mise en route du Marché Commun, amènent obligatoirement dans toutes les Sociétés Françaises d'Electronique, l'étude de leur élargissement ou de leur représentation dans les 6 pays du Marché Commun.

Signalons à ce sujet que la Société SOURIAU et Cie, Billancourt, vient de créer :

— une filiale à DUSSELDORF ;
— une filiale à MILAN ;
— une filiale à BRUXELLES pour les pays du BENELUX.

OFFRES & DEMANDE D'EMPLOI

O.134. — Recherchons pour Bureau d'Etudes Paris (Centrales Installations industrielles) Jeunes Ingénieurs ELECTRONICIENS diplômés grande École pour Etudes et réalisations. Régulation-Mesures-Automatisme. Ecrire avec CV et prétention à : CGEE, 48 rue La Boëtie, Paris-8e.

O.135. — Laboratoire de Mesures U.S. Army, recherche pour province : Techniciens qualifiés (AT3) de l'électronique pouvant justifier de plusieurs années d'expérience dans le domaine des mesures de précision en continu, BF, HF, VHF, (zéro à 20 000 MHz). Possibilité offerte aux candidats de s'initier aux plus récentes techniques d'étalonnage des plus modernes appareils de mesure utilisés dans les Transmissions de l'Armée Américaine.
— Travail agréable dans labo air conditionné ;
— Cantine ;
— Transport gratuit entre lieu de travail et localités voisines ;
— 40 heures par semaine ;
— Retraite Cadres ;
— Traitement début environ 80 000 plus prime d'éloignement (18 000 par mois) sous certaines conditions.
Ecrire à : Intendance Française A.A.A., 37 rue Toussaint à Angers (Maine-et-Loire).

O.136 C. — INGÉNIEUR ou très bon TECHNICIEN. Etudes transfos 0 à 1000 kVA. Ecr. avec photo et curr. vit. manuscr. Publifo BP 232 — 17e.

O.137 C. — Société Américaine située à Bruxelles recherche INGÉNIEUR COMMERCIAL pour l'Europe continentale. Doit parler et écrire Français couramment (langue maternelle), avoir une bonne connaissance de l'Anglais (essentielle) et de l'Allemand (préférable). Bonnes connaissances et expérience en électronique, contrôle et régulations. Un diplôme est souhaitable. Ecrire en Anglais avec C.V., références de travail, prétentions et photo à Messieurs ALLARDYCE PALMER EUROPE, 13, rue Quentin-Bauchart, Paris 8e.

D.123. — Ingénieur E.C.L. 30 ans, 5 années d'expérience électricité électronique. Recherche situation Electronique Industrielle appliquée, région Parisienne. Préférence régulation, automatisme. Ecrire à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

Imprimé en France — Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 4e trimestre 1959. — I. nº 25. — 4.322. 573 E. nº 20. — La gérante : Mme Chiron

Pour gagner du temps et développer les connaissances de vos

AGENTS TECHNIQUES

voici des outils de travail indispensables :

Les Cahiers de l'Agent technique Radio et TV

R. ASCHEN. — **Cahier I. Calculs et schémas des radio-récepteurs** (deuxième édition) ..... 390 F

R. ASCHEN. — **Cahier II. Schémas et calculs des appareils de mesure** ..... 390 F

R. ASCHEN et P. HEMARDINQUER. — **Cahier III. Résistances et condensateurs** ..... 570 F

R. ASCHEN. — **Cahier IV. Théorie et pratique de l'émission : schémas et calculs des émetteurs**..... 390 F

R. ASCHEN. — **Cahier V. Théorie et pratique de l'émission** (*suite*) : **Antennes, propagation** ..... 390 F

R. ASCHEN. — **Cahier VI. Réglage et manipulation des émetteurs** ..... 390 F

J. QUINET. — **Cahier VII. Le calcul des imaginaires et ses applications à l'électricité et à la radio** ..... 390 F

J. ROUSSEAU. — **Cahier VIII. Caractéristiques et emplois des tubes électroniques « Rimiock »**..... 1 020 F

J. ROUSSEAU. — **Cahier IX. Caractéristiques et emplois des tubes électroniques « Miniature »**..... 1 020 F

L. CHRÉTIEN. — **Cahier X. L'amplification moyenne fréquence en télévision** ..... 510 F

L. CHRÉTIEN et R. ASCHEN. — **Cahier XI. La pratique des téléviseurs multicanaux et multistandards** ..... 390 F

L. CHRÉTIEN. — **Cahier XII. Télévision. L'amplification à vidɔo-fréquence** ..... 510 F

Ces prix s'entendent franco, port compris.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, **PARIS (VI^e^) — C. C. P. Paris 53-35**

Editions GAUTHIER-VILLARS

55, Quai des Grands - Augustins, PARIS-6^e^

DAN 05.10 - C. C. P. 29.323

Vient de paraître :

VASSY

Professeur à la Faculté des Sciences de PARIS

PHYSIQUE de l'ATMOSPHÈRE

Tome II. Phénomènes de Réfraction

in-8 (16-25), IV - 227 pages, 169 figures ; 1959 ..... **3 200 F**

port en sus ..... **90 F**

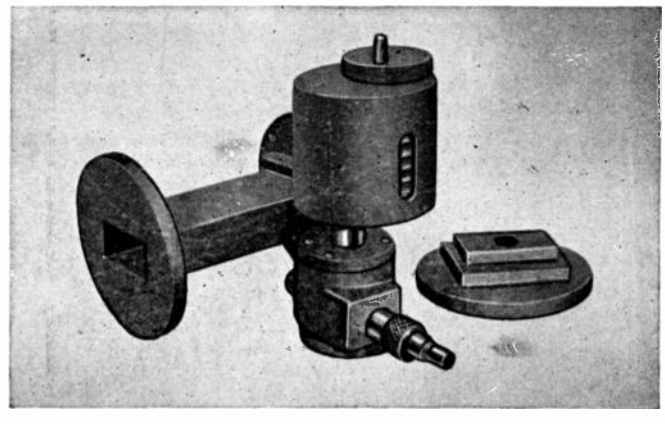
Tome I. Phénomènes d'émission dans l'atmosphère

VI - 338 pages ; 1956 ..... **3 500 F** frais de port ... **70 F**

Envoi des deux volumes ensemble ..... **135 F**

(Notice détaillée envoyée sur demande)

SIVERS LAB STOCKHOLM-SUÈDE



FRÉQUENCEMÈTRE A LECTURE DIRECTE

Gamme 1 550 à 12 400 Mc/s.

AUTRES APPAREILS :

Indicateurs d'ondes centimétriques et d'ondes stationnaires • Lignes de mesure • Générateurs dans les bandes X - C et S • Adaptateurs pour guides • Amplificateurs à indicateur • Alimentations et accessoires.

La **revue du SON**

consacrera

l'essentiel de son prochain numéro aux

MAGNÉTOPHONES

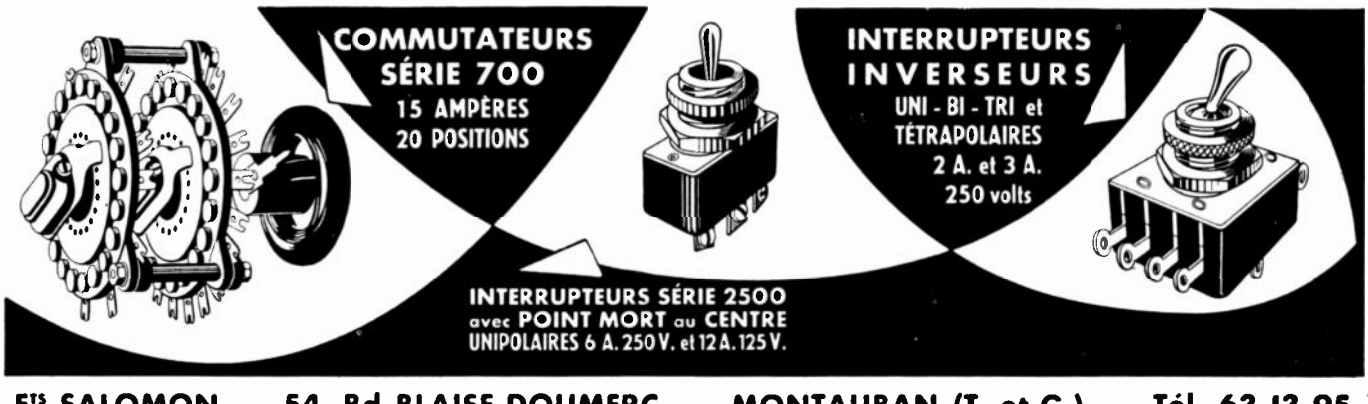
(AVEC FICHES TECHNIQUES)

REVUE DU SON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e^

— Le numéro : **225 F** — C. C. P. Paris 53.35 —

E^TS^ RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e^) ★ + PRO 52-03. 04



E^TS^ SALOMON - 54, Bd BLAISE-DOUMERC - MONTAUBAN (T.-et-G.) - Tél. 63-13-95

L'ONDE ÉLECTRIQUE

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
JAN 4 1960

39e ANNÉE - No 392
NOVEMBRE 1959
PRIX : 400 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

Antennes ET SUPPORTS

POUR

RADIOASTRONOMIE

ET

RADIOCOMMUNICATIONS

BREVETS PARISE

ANTENNAS AND ANTENNA MOUNTS FOR RADIOCOMMUNICATION AND RADIOASTRONOMY SYSTEMS (Parise patents)

RADIOASTRONOMIE
RADIOASTRONOMY

Réalisation de la branche Nord-Sud du grand interféromètre de la station de Radioastronomie de Nançay.
Cet ensemble comprend huit miroirs de 10 m de diamètre et leurs supports.

Engineering of the N-S arm of the giant interferometer of the Nançay radioastronomy station.

RADIOCOMMUNICATIONS
RADIOCOMMUNICATION

Notre entreprise est étroitement spécialisée dans l'étude et la réalisation de toutes antennes pour liaisons à diffusion troposphérique.

Our company is specialized in the study and development of antennas for scatter systems.

nous consulter pour toutes études spéciales

CUSTOM DEVELOPMENT WORK OUR SPECIALITY

Actuellement en cours : étude de miroirs diam. 16 m. et leurs supports.

Now in course of development : 16-meter dishes and mounts.

BARBOTIN

RUE ANDRÉ RIBAUD - VIERZON (CHER) - BOITE POSTALE 81 - TÉL. : 883

Agence PUBLEDITEC

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Doménach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **NOVEMBRE 1959** **N° 392**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Le rayonnement infrarouge et ses applications pratiques	O. Deutschbein	835
Systèmes filtrants à couches multiples utilisés en infrarouge	M. Barchewitz M. Gautier	845
Le silicium dans les optiques infrarouge	R. Ariés E. Labin	854
Application des procédés de photogravure au dépôt de contacts métalliques sur les semi-conducteurs	P. Michelet J. Vareine	858
Les transformateurs d'images, applications en photographies ultra-rapides	R. Galinaro	863
Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor du type drift	J. Mercier	869
Un nouveau tube électronique à large bande	T. Kojima	876

Informations :

Documentation technique	884
Bibliographie	890
Communiqués	892

Sur notre couverture :

Nouvelle caméra Thomson-Houston TH.T. 628 qui, associée à un caisson unique de commande ou de contrôle, avec alimentation incorporée TH.T. 638, fonctionne sur tous les standards avec trois ou quatre signaux de base positifs ou négatifs, avec ou sans avance de phase. Compagnie Française Thomson-Houston, Groupe Electronique, 173 boulevard Haussmann, Paris 8e. Tél. ELYsée 83.70.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 3 700 F ; Etranger, 4 100 — Prix de ce numéro : 400 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique. Société T.R.T

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE M. ROBIN
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. RIVERE	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision à la R T F.
— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

Secrétaire. — M. N. SCHUTZ, Directeur de la Société Générale d'Electricité et de Radio.

Secrétaire-Adjoint. — M. J. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**2 500 F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**1 250 F**
Sociétés ou Collectivites	**15 000 F**
ou	**35 000 F**
ou	**75 000 F**
au gré de la Société ou Collectivite.	
Particuliers résidant à l'étranger	**2 500 F**
plus frais postaux ..... +	**500 F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique.**

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE RAYONNEMENT INFRAROUGE ET SES APPLICATIONS PRATIQUES, par O. Deutschbein, *Ingénieur Contractuel au Centre National d'Etudes des Télécommunications.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 835 à 844).

Après un bref aperçu historique, l'auteur rappelle les bases physiques du rayonnement infrarouge. Les lois déterminant l'émission thermique des corps solides et des gaz sont discutées ainsi que les problèmes de la transmission et de la détection.

On passe ensuite en revue les applications civiles et militaires essentielles, bien que les domaines se recouvrent parfois. Dans le secteur civil, l'infrarouge est utilisé par exemple pour la mesure et le contrôle à distance de températures ; les piles solaires font intervenir des thermocouples et des cellules photovoltaïques comme la détection infrarouge. Les barrages et les télécommunications en infrarouge sont utilisés aussi bien dans le secteur civil que militaire.

La plupart des applications militaires ont pour but de détecter et de localiser les objectifs grâce à leur rayonnement thermique ; on décrit brièvement quelques réalisations récentes de fusées autoguidées munies de têtes chercheuses infrarouge.

SYSTÈMES FILTRANTS A COUCHES MULTIPLES UTILISÉS EN INFRAROUGE, par M. Barchewitz, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris*, et M. Gautier, *Ingénieur, Société Anonyme de Télécommunications.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 845 à 853).

Après avoir rappelé les grandeurs caractéristiques des filtres interférentiels, les auteurs montrent l'analogie existant entre ces filtres et les filtres électriques avec présentation de résultats expérimentaux.

Ils exposent le calcul d'un filtre à couches multiples et indiquent l'utilisation des différents types de filtres interférentiels dans l'infrarouge.

LE SILICIUM DANS LES OPTIQUES INFRAROUGE, par R. Ariès, *Docteur ès Sciences, Chimel S.A., Genève*, et E. Labin, *Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique, Aero, Paris.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 854 à 857).

L'article décrit les propriétés « optiques » du silicium dans l'infrarouge. On montre que le silicium est un excellent matériau pour ces applications, à condition d'être préparé avec les soins suffisants.

APPLICATION DES PROCÉDÉS DE PHOTOGRAVURE AU DÉPOT DE CONTACTS MÉTALLIQUES SUR LES SEMI-CONDUCTEURS, par P. Michelet, *Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*, et J. Vareine, *Kodak-Pathé.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 858 à 862).

Le Kodak Resifax fabriqué par Kodak-Pathé est une résine synthétique photosensible, de la même famille que le Kodak Photo Resist. Dans la technique des semi-conducteurs, son utilisation permet, soit la réalisation d'éléments d'outillage, soit l'usinage de la surface même des semi-conducteurs. Après un rappel des techniques de photogravure, suit l'application de celles-ci, à l'élimination d'une couche d'oxyde superficiel sur silicium. Ces indications se rapportent à des transistors haute-fréquence au silicium.

LES TRANSFORMATEURS D'IMAGES. APPLICATIONS EN PHOTOGRAPHIES ULTRA-RAPIDES, par R. Galinaro, *Ingénieur-Docteur, Ingénieur Radio E.S.E. et E.E.I.M., Laboratoire d'Electronique de l'Institut du Radium.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 863 à 868).

On traite d'abord de la sensibilité et du pouvoir de résolution des tubes transformateurs d'images, ainsi que de leur emploi comme obturateurs photographiques ultra-rapides. On décrit ensuite le montage que l'on a réalisé : on utilise un tube Mullard M.E. 1201 et un montage électronique permettant de prendre des instantanés avec un temps de pose supérieur ou égal à 10^{-7} s ; le pouvoir de résolution atteint 100 μ sur tout l'écran.

INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA DIFFUSION SUR LES CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR DU TYPE DRIFT, par J. Mercier, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 869 à 875).

Après un rappel de la théorie classique de l'effet du champ interne, cet article expose l'influence des conditions technologiques sur les performances d'un transistor du type drift. L'intérêt de l'introduction de certains paramètres est mis en lumière.

Un schéma équivalent et ses limites de validité se déduisent de l'examen de ces caractéristiques, et le principe des mesures de vérification est ensuite exposé.

Pour terminer, une synthèse à partir d'un certain nombre de données électriques est présentée comme guide dans l'élaboration de l'élément.

UN NOUVEAU TUBE ÉLECTRONIQUE A LARGE BANDE par T. Kojima, *The Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. Tokyo, Japan.* Onde Electrique de novembre 1959 (pages 876 à 883).

L'article comporte tout d'abord la présentation d'un tube à amplification distribuée permettant d'obtenir une amplification à très large bande.

L'amplificateur distribué est réalisé dans l'enveloppe même du tube.

La théorie de fonctionnement est étudiée, et appliquée au cas de l'amplificateur distribué.

L'analyse des problèmes fondamentaux posés par la réalisation est exposée dans les paragraphes suivants.

L'auteur présente un prototype permettant d'amplifier une bande de fréquences large, depuis les basses fréquences jusqu'à 70 MHz.

L'article se termine par une comparaison entre les calculs théoriques et les résultats expérimentaux.

SUMMARIES OF THE PAPERS

APPLICATION OF THE PHOTOGRAVURE PROCESS TO THE DEPOSITION OF METAL CONTACTS ON SEMI-CONDUCTORS, by P. MICHELET, *Lignes Télégraphiques et Téléphoniques*, and J. VAREINE, *Kodak-Pathé*. Onde Electrique, November 1959 (pages 858 to 862).

Kodak Resifax, made by Kodak-Pathé, is a photosensitive synthetic resin of the same family as the Kodak Resist. It is of use in the semi-conductor field either in the preparation of tools, or in the processing of the semi-conductor surfaces themselves. After a recapitulation of the photo-gravure technique, its application for eliminating a layer of oxide on the surface of silicon is then described. These applications refer to silicon transistor for high frequency.

IMAGE CONVERTERS. APPLICATIONS IN VERY HIGH SPEED PHOTOGRAPHY, by R. GALINARO, *Ingénieur-Docteur, Ingénieur Radio E.S.E. et E.E.I.M., Laboratoire d'Electronique de l'Institut du Radium*. Onde Electrique, November 1959 (pages 863 to 868).

The sensitivity and resolving power of image converter tubes is first discussed, and their use as very high speed photographic shutters is then described.

Apparatus that has been developed using the Mullard M.E. 1201 tube is then explained, and this apparatus enables instantaneous exposures better than or equal to 10^{-7} seconds to be achieved ; a resolving power of 100 μ is attained over the whole screen.

INFLUENCE OF TECHNOLOGY AND OF DIFFUSION ON THE CHARACTERISTICS OF DRIFT TRANSISTOR by J. MERCIER, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, November 1959 (pages 869 to 875).

After a recapitulation of the classical theory of internal field effect, the article describes the influence of technological conditions on the performance of drift transistors. The importance of introducing certain parameters is indicated.

An equivalent network and the limits of its validity follow from an examination of these characteristics, and the basis of check measurements are then discussed.

In conclusion a synthesis starting from certain electrical data is given as a guide.

INFRA-RED RAYS AND THEIR PRACTICAL APPLICATIONS, by O. DEUTSCHBEIN, *Ingénieur Contractuel au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique, November 1959 (pages 835 to 844).

After a brief historical review the author recapitulates the physical bases of infra-red rays. The laws which determine their thermal emission from solids and gases are discussed as well as the problems of their transmission and detection.

Civil and military applications are then discussed although these fields sometimes overlap. In the civilian field, infra-red technology is used for measuring and checking temperatures remotely. Solar batteries use thermocouples and photo-voltaic cells as infra-red detectors. Infra-red rays are also used as barriers and for telecommunications for both military and civilian purposes.

The major military applications are directed towards detecting and localising objects by their heat radiations. Several recent developments in self-guided missiles with infra-red searching heads are described.

MULTI LAYER FILTER SYSTEMS USED IN INFRA-RED TECHNIQUE, by M. BARCHEWITZ, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris*, and M. GAUTIER, *Ingénieur, Société Anonyme des Télécommunications*. Onde Electrique, November 1959 (pages 845 to 853).

After recalling the main characteristics of interference type filters, the authors demonstrate the analogy which exists between these and electric filters and experimental results are given.

The calculation of multiple layer filters is discussed and the application of various types of interference filters to infra-red technique is indicated.

SILICON IN INFRA-RED OPTICS, by R. ARIÈS, *Docteur ès Sciences, Chimel S.A. Genève* and E. LABIN, *Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique, Aero, Paris*. Onde Electrique, November 1959 (pages 854 to 857).

The article describes the optical properties of silicon in the infra-red region. It is shown that silicon is an excellent material for this purpose if sufficient care is taken in its preparation.

A NEW WIDE BAND ELECTRONIC TUBE, by T. KOJIMA, *The Electrical Communications Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokyo, Japan*. Onde Electrique, November 1959 (pages 876 to 883).

The article first assumes a distributed amplifier tube which makes possible very wide band amplification.

The distributed amplifier is contained in the envelope of the tube.

The theory of operation is studied and applied to the case of the distributed amplifier.

Fundamental problems arising in manufacture are then dealt with.

The author describes a prototype wide-band amplifier working from the low frequencies up to 70 Mc/s.

The article concludes with a comparison of the theoretical calculations and the experimental result

LE RAYONNEMENT INFRAROUGE ET SES APPLICATIONS PRATIQUES

PAR

O. DEUTSCHBEIN

Ingénieur Contractuel
au Centre National d'Etudes des Télécommunications

1. Introduction

Historique

Le rayonnement infrarouge (I.R.) a été découvert par William Herschel en 1800. En mesurant à l'aide d'un thermomètre noirci le pouvoir calorifique des différentes couleurs du spectre solaire, il s'apercevait que le pouvoir calorifique n'est pas limité au spectre visible mais qu'il s'étend au-delà de sa partie rouge, d'où le nom d'infrarouge donné à ce rayonnement calorifique mais invisible. Pendant plus d'un siècle, l'infrarouge n'a eu qu'un intérêt purement scientifique en raison du manque de détecteurs sensibles et faciles à manipuler. Ce n'est que depuis 20 ans et surtout depuis la deuxième guerre mondiale que le rayonnement I.R. trouve ses applications de plus en plus vastes, grâce au développement de détecteurs sensibles et maniables. Actuellement, l'infrarouge commence à rivaliser sérieusement avec les méthodes purement électroniques telles que les hyperfréquences et le radar. Ce n'est pas un hasard si l'importante revue américaine « Proceedings of the Institute of Radio Engineers » a consacré son numéro de septembre 1959 [1] exclusivement au rayonnement infrarouge et si le Comité de Rédaction de l'Onde Electrique estime également indispensable d'informer ses lecteurs sur les possibilités et les performances actuelles de l'infrarouge.

2. Bases physiques

2.1 Généralités

L'infrarouge est un rayonnement électro-magnétique dont les longueurs d'ondes se situent entre le spectre visible et les ondes U.H.F. Bien que le spectre visible n'ait pas une limite nette, on parle de l'infrarouge pour les longueurs d'ondes supérieures à 0,75 μ (1), où la sensibilité de l'œil est tombée au 1/10 000 de sa sensibilité maximum (située à 0,55 μ). D'autre part, la limite des U.H.F. se situant vers 0,75 mm, les longueurs d'onde de l'infrarouge peuvent varier du facteur 1 000 (environ 10 octaves, puisque $2^{10} = 1024$) ce qui explique la divergence des caractéristiques en ce qui concerne l'émission, la transmission et la réception.

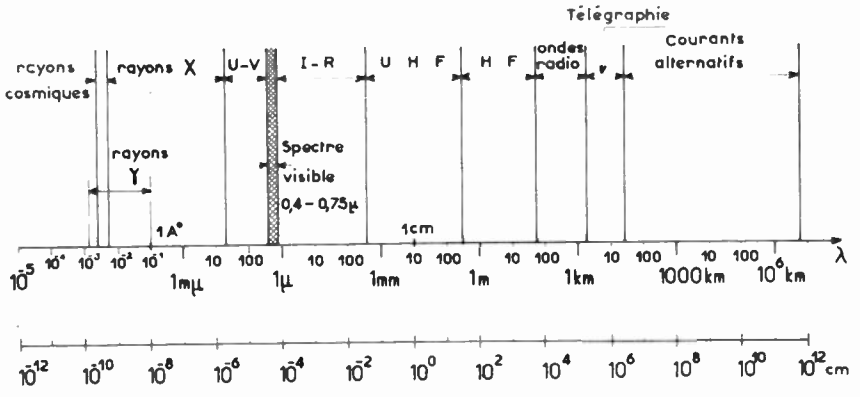


Fig. 1. — Répartition des ondes électromagnétiques.

On a pris l'habitude de parler :

- de l'infrarouge proche pour les longueurs d'ondes $0{,}75\ \mu < \lambda < 1{,}5\ \mu$,

(1) $1\ \mu = 10^{-6}$ m

— de l'infrarouge moyen pour les longueurs d'ondes $1{,}5\ \mu < \lambda < 10\ \mu$,

— de l'infrarouge lointain pour les longueurs d'ondes $10\ \mu < \lambda < 750\ \mu$.

Pour les premières octaves, les caractéristiques sont très semblables à celles de la lumière visible, tandis que celles des dernières octaves s'approchent du comportement des ondes U.H.F.

Ce rayonnement se propage avec la vitesse de la lumière (3.10^{10} cm/s) et obéit aux lois de l'optique, en particulier à celles de la réfraction et de la diffraction.

La figure 1 montre, à titre de comparaison, les longueurs d'ondes des différentes ondes électromagnétiques.

2.2 Emission

a) *Corps solides*

Tout corps solide ayant une température supérieure à 0° K (température absolue) émet un rayonnement thermique dont la puissance est déterminée par la loi de Planck :

$$E_{\lambda T} = \frac{\varepsilon \cdot 2\pi \cdot c_1}{\lambda^5} \cdot \frac{d\lambda}{\left(e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1\right)} \qquad (1)$$

où

$E_{\lambda T}$ = puissance thermique émise par unité de surface, en fonction de λ et T

ε = facteur d'émission

$c_1 = c^2 h = 5{,}955.10^{-13}$ watt.cm^2 / constantes

$c_2 = \frac{ch}{K} = 1{,}439$ cm degré \ universelles

λ = longueur d'onde

$d\lambda$ = intervalle de longueur d'onde

T = température absolue = °C + 273°

c = vitesse de la lumière

h = constante de Planck

K = constante de Boltzmann.

ε, le facteur d'émission est égal au facteur d'absorption pour les corps non transparents, d'après la loi de Kirchhoff. Pour le corps noir qui absorbe intégralement toutes les radiations, ε est égal à l'unité, mais inférieur à 1 pour tous les autres corps. Il varie, en général, avec la longueur d'onde et parfois avec la température. Le tableau 1 indique quelques valeurs moyennes de ε pour diverses substances à basses températures.

Tableau 1

Substance	Suie	Briques	Acier oxydé	Verre	Al et Ag polis
ε	0,95	0,73	0,70	0,94	0,02

La puissance thermique par unité de surface et par $d\lambda$ en microns émise par le corps noir est représentée sur la figure 2 pour différentes températures.

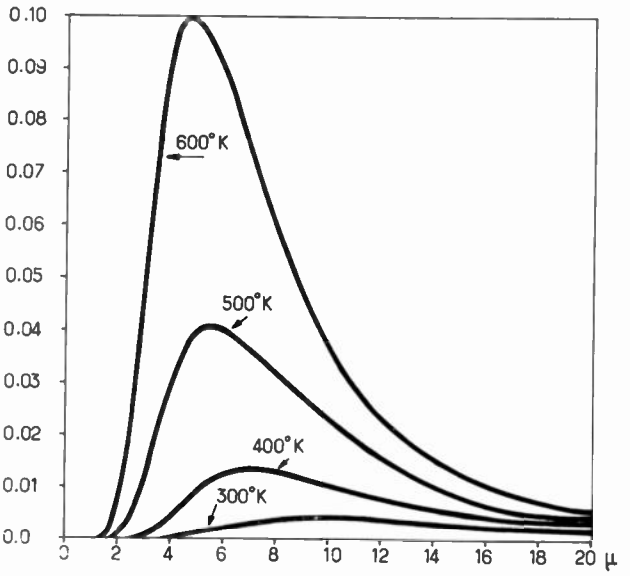


Fig. 2. — Puissance thermique émise (en watts) par un corps noir par unité de surface (en cm^2) et $d\lambda$ (en microns).

On voit, que la puissance émise varie fortement avec la température, en effet la puissance totale émise est déterminée par la loi de Stefan-Boltzmann :

$$E_{\text{totale}} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot T^4 \qquad (2)$$

où

$$\sigma = \frac{2\pi^5 \cdot K^4}{15\, c^2 \cdot h^3} = 5{,}673.10^{-12} \text{ watt cm}^{-2} \text{ degré}^{-4}$$

formule obtenue par intégration de (1).

De plus, pour une température donnée, l'émission maximum a lieu pour une certaine longueur d'onde, de sorte que d'après la loi de déplacement de Wien :

$$\lambda_{\max} \text{ (microns)} = \frac{2\,900}{T_{\text{absolue}}} \qquad (3)$$

formule obtenue par différentiation de (1)

A titre d'exemple pour le corps noir ($\varepsilon = 1$) :

pour	$T = 3\,000$ °K	$= 2\,727$ °C	$\lambda_{\max} \cong 1\ \mu$		$E_{\text{totale}} = 460$ watt/cm^2
	$T = 1\,000$ °K	$= 727$ °C	$\lambda_{\max} = 2{,}9\ \mu$		$E_{\text{totale}} = 6$ watt/cm^2
	$T = 573$ °K	$= 300$ °C	$\lambda_{\max} = 5\ \mu$		$E_{\text{totale}} = 0{,}5$ watt/cm^2
	$T = 290$ °K	$= 17$ °C	$\lambda_{\max} = 10\ \mu$		$E_{\text{totale}} = 0{,}04$ watt/cm^2
	$T = 29$ °K	$= -244$ °C	$\lambda_{\max} = 100\ \mu$		$E_{\text{totale}} = 4\ \mu$ watt/cm^2

Chaque corps ayant une température inférieure à 4000 °K émet donc son rayonnement thermique essentiellement dans le domaine de l'infrarouge et le maximum d'émission a lieu pour une longueur d'onde d'autant plus grande que sa température est basse.

b) *Gaz*

L'émission thermique des gaz est différente, leur spectre n'est pas continu car il est limité à certaines fréquences correspondant aux vibrations moléculaires. L'intensité même de ces fréquences n'est jamais supérieure à l'intensité du corps noir (formule 1), donc l'émission totale est beaucoup plus faible que celle d'un corps solide. Par exemple, une flamme à gaz devient beaucoup plus lumineuse si l'on y introduit un manchon Auer, bien que la température du manchon soit plus basse que celle de la flamme. A titre d'exemple, la figure 3 montre le spectre d'émission d'un bec Bunsen. On y voit deux maxima à 2,8 μ et à 4,3 μ qui sont dûs respectivement aux vapeurs d'eau et au CO_2. On les retrouve également dans les spectres des gaz d'échappement des moteurs à explosion et à réaction.

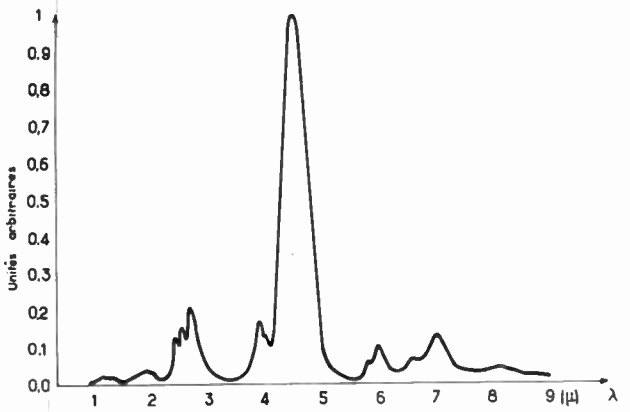


Fig. 3. — Spectre d'émission d'un bec Bunsen.

[Par contre, dans les lampes à décharge électrique dans un gaz (lampes au néon, mercure ou au sodium par exemple) l'émission est provoquée par des chocs d'électrons ou d'ions, et dans ce cas l'émission est souvent plus forte que celle d'un corps noir].

2.3 Transmission

Pour la mesure ainsi que pour toutes applications pratiques, la transparence de l'atmosphère ainsi que la transparence des matériaux optiques (fenêtres et lentilles) sont de grande importance.

a) *Transparence atmosphérique*

En effet, l'atmosphère n'est pas transparente pour toutes les longueurs d'ondes I.R., elle possède des bandes d'absorption qui sont dues principalement à la présence de vapeurs d'eau et de gaz carbonique et varient par conséquent, avec la teneur de ces gaz. La figure 4 montre, à titre d'exemple, le coefficient de transmission par mille nautique par temps moyen (60 % transmission pour la lumière visible, hygrométrie : 17 mm d'eau par mille nautique). Les bandes d'absorption dues à la présence de

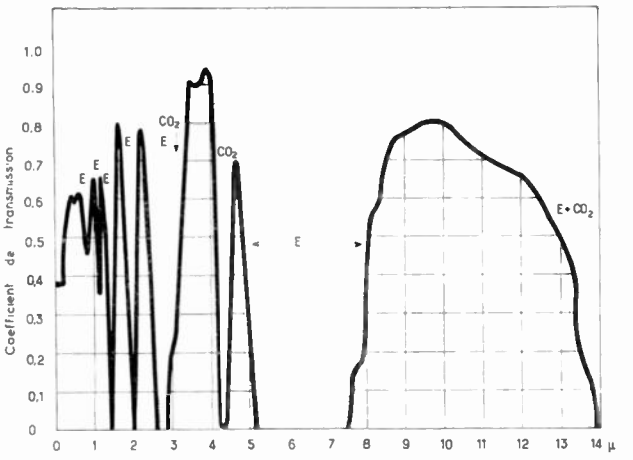


Fig. 4. — Transparence de l'atmosphère. Coefficient de transmission par mille nautique (Valeurs moyennes).

vapeurs d'eau sont indiquées *E*, celles dues au gaz carbonique : CO_2. Par temps brumeux, la transparence pour le rayonnement I.R. est affaiblie davantage, mais moins fortement que pour la lumière visible. Le taux d'extinction dépend du rapport entre le diamètre moyen des particules en suspension dans l'air et la longueur d'onde du rayonnement, de sorte que les radiations de grande longueur d'onde sont absorbées plus faiblement que celles de petite longueur d'onde. Un traitement détaillé de ces questions, assez complexes d'ailleurs, dépasse le cadre de cet article, nous renvoyons le lecteur intéressé à des articles spécialisés [2]. A hautes altitudes, la pression atmosphérique est diminuée à raison de 50 % environ tous les 5 km d'altitude et de plus, la teneur en vapeur d'eau et en gaz carbonique décroît encore plus fortement, de façon qu'à partir de 10 km d'altitude l'atmosphère est pratiquement transparente à l'infrarouge ce qui explique le grand intérêt de l'I.R. pour la détection des avions à réaction et des fusées à grande portée.

b) *Transparence des matériaux optiques*

Le choix du matériau pour la réalisation de fenêtres et lentilles dépend aussi bien des propriétés mécaniques (dureté et module de Young) et de la résistance chimique que de la transparence aux radiations I.R. de la longueur d'onde utilisée. Pour l'I.R. de courte longueur d'onde, jusqu'à 2,7 μ environ, le verre optique est bien transparent, tandis que le quartz (cristallin ou fondu) est utilisable jusqu'à 4,2 μ environ. Pour les longueurs d'ondes plus grandes, le fluorure de lithium (jusqu'à 5 μ), le spinell et le saphir (jusqu'à 5,5 μ) ; l'oxyde de magnésium (jusqu'à 6,8 μ), le fluorure de calcium (fluorine, transparent jusqu'à 9 μ) ainsi que le fluorure de baryum (jusqu'à 13,5 μ) peuvent être employés car ils présentent de bonnes propriétés mécaniques et une résistance aux conditions atmosphériques satisfaisante. Par contre, les halogénures alcalins (Na Cl, K Br, Cs I par exemple) utilisés autrefois presque exclusivement dans les laboratoires à cause de leur bonne transparence aux I.R., ne conviennent pas pour les applications pratiques car ils ne résistent pas aux attaques atmo-

sphériques. Depuis quelques années on utilise As_2S_3 (jusqu'à 12 μ), AgCl (jusqu'à 30 μ) et des iodo-bromures de thallium (jusqu'à 40 μ), mais la résistance mécanique de ces substances est faible. Tout récemment on emploie aussi le silicium et le germanium pour la fabrication de fenêtres et de lentilles pour l'infrarouge moyen et lointain, car ces corps ont à l'état pur une bonne transparence pour ces radiations (²). Toutefois, plusieurs de ces substances ont un indice de réfraction élevé et, par conséquent, des pertes par réflexion R importantes, car d'après les formules de Fresnel

$$R = \frac{(n+1)^2}{(n-1)^2} \qquad (4)$$

les pertes par réflexion sont de 36 % pour un indice de réfraction $n = 4$ pour une seule face. Pour réduire ces pertes on recouvre ces substances d'une couche anti-reflet d'indice de réfraction plus faible, si possible égal à la racine carrée de celui du matériau et d'une épaisseur convenablement choisie, pour obtenir un déphasage d'un multiple impair de π. On arrive ainsi à réduire les pertes par réflexion à quelques pour cent [3]. Une description plus détaillée de Barchewitz M. et Gauthier M., "Systèmes filtrants à couches multiples utilisés en infrarouge", est donnée en ce numéro, page 845.

2.4 Détection

Le rayonnement I.R. étant invisible pour l'œil, on est obligé de le transformer soit en lumière visible, soit en signaux électriques qui à leur tour peuvent être transformés en signaux lumineux. Il existe deux sortes de détecteurs :

- Détecteurs thermiques,
- Détecteurs quantiques.

a) *Détecteurs thermiques*

Dans les détecteurs thermiques, l'énergie du rayonnement I.R. est absorbée et transformée en chaleur, d'où variation de température qui peut être observée de différentes façons :

1. *Bolomètres.* La variation de la résistance d'une couche métallique mince et noircie (Ni, Pt ou Bi par exemple) crée un signal électrique qui peut être amplifié. Les thermistors sont des bolomètres composés d'une couche mince d'un semiconducteur (oxydes de Ni, Mn et Co) dont le coefficient de température de la résistivité est environ 10 fois plus grand que celui des métaux (environ 4 % pour une variation de température de 1 degré).

2. *Thermocouples.* Les thermocouples sont constitués d'une mince feuille réceptrice noircie qui transmet la chaleur à la soudure de deux matériaux de force thermo-électrique opposée. L'élévation de la température de cette soudure par rapport à l'autre produit une tension thermo-électrique, de l'ordre de 400 μV pour 1 degré de variation de température pour les meilleures substances actuellement utilisées (solutions solides de Bi_2Te_3 par exemple).

3. *Cellules pneumatiques.* Dans les cellules pneumatiques, un petit volume de gaz est chauffé par l'énergie I.R. absorbée, soit par une feuille noircie (cellule de Golay), soit par un gaz absorbant lui-même certaines fréquences I.R. (cellule de Patterson-Moos). L'échauffement du gaz provoque une élévation de la pression qui déforme une petite membrane métallisée délimitant le volume de gaz. Si la membrane constitue une armature d'un condensateur électrique, la déformation fait varier la capacité de ce condensateur et crée ainsi un signal électrique. Dans une autre réalisation, la petite membrane constitue un miroir optique et sa déformation provoque la variation d'un flux lumineux pouvant être observée directement ou transformée en signal électrique par une cellule photoélectrique.

4. *Evaporographie.* L'élément sensible de cet appareil est une membrane mince noircie d'un côté et recouverte de l'autre côté d'une couche d'huile si mince que l'on voit des franges d'interférence. Si l'on projette une image I.R. sur cette membrane, l'huile s'évapore aux endroits plus chauds et provoque ainsi un changement des couleurs d'interférence.

5. *Poudres luminescentes thermosensibles.* On connaît des substances luminescentes dont le rendement lumineux (à excitation ultra-violette constante) varie fortement avec la température. La luminosité des meilleures substances (mélanges de Zn S et Cd S dopés au Ag et Ni) décroît de 20 % pour une augmentation de la température de 1 °C.

Tous ces détecteurs ont l'avantage que leur sensibilité est indépendante de la longueur d'onde du rayonnement absorbé, ils mesurent donc le rayonnement total reçu et il n'existe pas de limite spectrale de sensibilité. De plus, ces détecteurs décelant une variation de température, peuvent fonctionner à la température ambiante et on n'a pas besoin de les refroidir, ce qui facilite leur emploi et constitue un avantage par rapport aux détecteurs quantiques (voir alinéa 2.4 *b*).

Cependant leur inconvénient consiste dans l'inertie thermique. L'énergie absorbée chauffe continuellement le corps jusqu'à la température d'équilibre où la puissance absorbée est égale à la puissance perdue (par rayonnement, conduction et convection). Le temps nécessaire pour atteindre la température d'équilibre (temps de réponse) est proportionnel à la capacité calorifique (masse multipliée par la chaleur spécifique) et inversement proportionnel aux pertes de chaleur.

Pour obtenir des temps de réponse très faibles (de l'ordre de la milliseconde) on est obligé de réduire au minimum les dimensions du récepteur (limites pratiques ; 0,1 mm × 0,1 mm de surface et une fraction de micron en épaisseur) et de choisir des substances à faible chaleur spécifique. Si l'on augmente les pertes calorifiques on réduit en même temps la température d'équilibre donc aussi le signal utile. Il en résulte en général des objets assez fragiles et le choix du meilleur détecteur dépend des conditions d'utilisation.

b) *Détecteurs quantiques*

Les détecteurs quantiques sont basés sur un procédé physique tout à fait autre : l'absorption d'un pho-

(²) Voir également R. Ariès et Labin E., "Le silicium dans les optiques infrarouges", *Onde Electrique*, ce numéro, page 854.

ton I.R. provoque l'excitation d'un électron ou d'un trou d'électron ce qui change les propriétés physiques de la substance. L'excitation d'un électron (ou d'un trou) étant pratiquement instantanée, la constante de temps ne dépend que de la durée de vie de l'électron excité. C'est pourquoi la constante de temps des détecteurs quantiques est généralement très petite, souvent inférieure à la microseconde.

Il existe plusieurs types de détecteurs quantiques :

1. *Cellules photoémissives.* Ces cellules sont basées sur l'effet photoélectrique externe. L'absorption d'un quantum I.R. provoque l'émission d'un électron qui ensuite peut être accéléré par un champ électrique extérieur. La seule substance connue jusqu'ici, sensible dans l'I.R. est un composé de Cs – O – Ag qui sous forme d'une couche mince évaporée (photocathode) émet des électrons sous l'action d'un rayonnement I.R. proche. Son maximum de sensibilité se trouve à 0,8 μ et la limite de sensibilité à 1,2 μ environ.

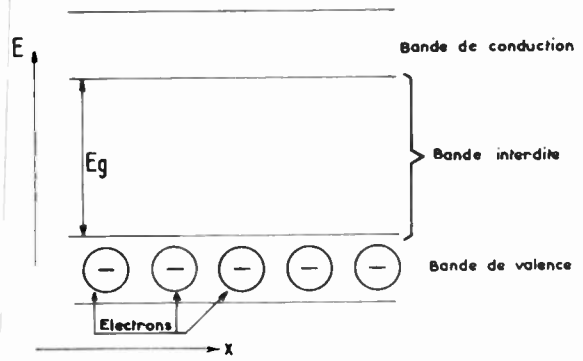


Fig. 5*a*. — Semi-conducteur intrinsèque non excité.

Dans les convertisseurs d'image on projette l'image infrarouge sur la photocathode ; les électrons libérés sont accélérés par une tension de plusieurs kV et traversent une lentille électronique pour être concentrés sur un écran fluorescent où ils produisent une image visible. On utilise les mêmes couches dans les iconoscopes I.R., dans les images-orthicons I.R. et dans les multiplicateurs d'électrons où les électrons libérés et accélérés donnent un signal électrique.

2. *Cellules à effet photoélectrique interne.* Les cellules à effet photoélectrique interne sont basées sur les propriétés électroniques des semiconducteurs. Ceux-ci sont caractérisés par le fait que leurs électrons ne peuvent exister que dans des bandes d'énergie bien distinctes. Dans un semi conducteur pur, à l'état normal, c'est-à-dire à basse température et en absence de tout autre excitation, la bande de valence et les bandes inférieures sont complètement remplies d'électrons, tandis que la bande de conduction située au-dessus de la bande de valence et séparée d'elle par la bande dite « interdite », est complètement dépourvue d'électrons, aussi la substance est isolante (fig 5*a*). L'absorption d'un photon possédant une énergie égale ou supérieure à la différence d'énergie de la bande interdite E_g, soit :

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda} = \frac{1{,}24\ eV}{(\text{microns})} \geqq E_g \qquad (5)$$

où E = énergie du photon
ν = fréquence du photon
λ = longueur d'onde du photon
h = constante de Planck
c = vitesse de la lumière
E_g = largeur de la bande interdite,

peut transférer des électrons de la bande de valence dans la bande de conduction, où ces électrons peuvent se déplacer librement, ce qui rend la substance conductrice. Le transfert d'un électron crée en même temps un « trou » (de charge positive) dans la bande de valence, trou qui à son tour peut se déplacer librement donnant ainsi une conduction par trous. L'absorption du photon crée ainsi une conduction ambipolaire et par électrons (négatifs) et par trous (positifs) (fig 5*b*).

Photoconducteurs intrinsèques. Ce mécanisme a lieu

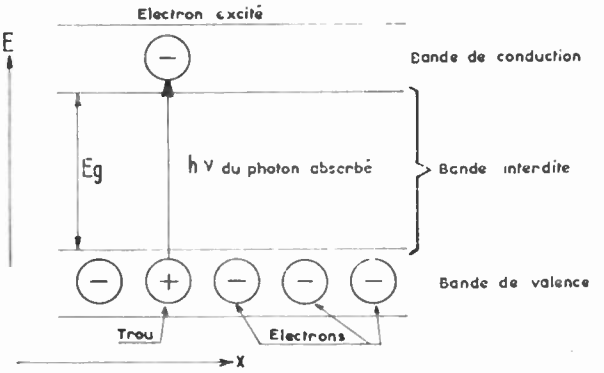


Fig. 5*b*. — Semi-conducteur intrinsèque excité.

dans les photoconducteurs intrinsèques. Les semiconducteurs ayant une bande interdite inférieure à 1,5 eV peuvent donc servir de détecteurs du rayonnement infrarouge ($\lambda > 0{,}8$ μ) et la longueur d'onde maximum détectable est autant plus grande que la largeur de la bande interdite est petite, conformément à la formule (5).

Actuellement on connaît un grand nombre de semi-conducteurs ayant une bande interdite inférieure à 1,5 eV. Les mieux étudiés sont : silicium (1,12 eV), germanium (0,72 eV), GaAs (1,38 eV), In As (0,34 eV), In Sb (0,16 eV), Pb S (0,34 eV), Pb Se (0,27 eV), Pb Te (0,30 eV).

Nous avions supposé que la température était basse, pour éviter toute excitation thermique. En effet, l'agitation thermique du réseau d'atomes peut également transférer des électrons de la bande de valence dans la bande de conduction et produire ainsi une conductivité dite intrinsèque. La concentration des paires électrons-trous n_i par cm^3 créées par excitation thermique est

$$n_i = 2\left(\frac{2\pi KT}{h^2}\right)^{3/2} (m_p \cdot m_n)^{3/4} \cdot e^{-\frac{E_g}{2KT}} \qquad (6)$$

où

K = constante de Boltzmann,

m_p, m_n = masses effectives des trous et des électrons,

et la conductivité intrinsèque :

$$\sigma_i = q \cdot n_i (\mu_p + \mu_n) \qquad (7)$$

où q = charge électrique de l'électron,

μ_p, μ_n = mobilités des trous et des électrons.

Les semi conducteurs ayant une bande interdite étroite doivent donc être refroidis pour supprimer la conductivité intrinsèque qui réduit la sensibilité photoélectrique, et la température d'utilisation doit être d'autant plus basse que la largeur de la bande interdite est faible.

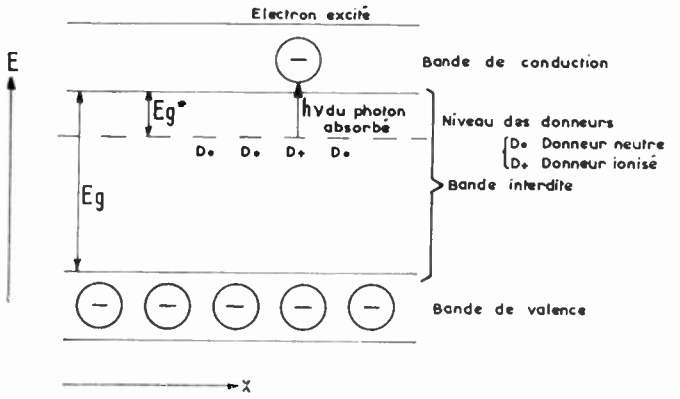


FIG. 5c. — Semi-conducteur extrinsèque, type n.

Les photoconducteurs intrinsèques peuvent être utilisés de différentes façons, soit comme photorésistance, comme photodiode, ou sous forme de cellule photo-magnéto-électrique.

Les photorésistances sont constituées d'un semiconducteur pur et homogène de résistance d'obscurité élevée et auquel on applique une tension de quelques dizaines de volts. L'absorption des photons crée des porteurs de charge supplémentaires donc une conductivité élevée qui produit le photo-courant se superposant au courant d'obscurité.

Les photodiodes. Les photodiodes comportent une jonction $p - n$, (deux régions de conductions opposées, positive et négative), qui est polarisée en sens inverse. Dans l'obscurité le courant inverse est faible à cause de la barrière de potentiel de la jonction. Sous éclairement, l'absorption des photons crée des nouveaux porteurs (majoritaires et minoritaires) parmi lesquels les porteurs minoritaires peuvent traverser la barrière créant ainsi un photocourant. Même en l'absence d'une tension extérieure, les porteurs minoritaires traversent la barrière, à cause de leur diffusion, et produisent ainsi une tension photoélectrique (effet photo-voltaïque).

Les cellules photo-magnéto-électriques sont constituées d'un semi-conducteur homogène qui se trouve dans un champ magnétique parallèle à sa surface. Les porteurs positifs et négatifs créés par l'absorption des photons diffusent, à cause du champ magnétique, dans des directions opposées produisant ainsi une tension photo-magnéto-électrique ou, en circuit fermé, un courant photo-magnéto-électrique.

Photoconducteurs extrinsèques. Les photoconducteurs extrinsèques sont constitués par un semiconducteur dans lequel on a introduit (par dopage) une petite quantité d'une impureté. De ce fait, le semiconducteur dopé possède des nouveaux niveaux d'énergie situés normalement dans la bande interdite, soit près de la bande de conduction (impureté n ou impureté donneur d'électrons) (fig. 5*c*), soit près de la bande de valence (impureté p ou impureté accepteur d'électrons) (fig. 5*d*). Si la température de la substance est suffisamment basse, de façon qu'une excitation thermique de ces niveaux n'ait

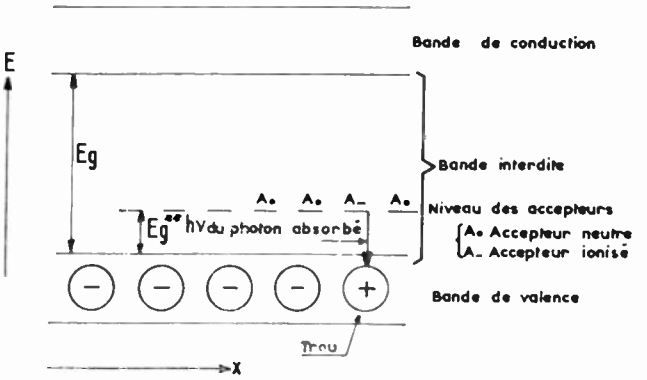


FIG. 5d. — Semi-conducteur extrinsèque, type p.

pas lieu (formule analogue à (6)), l'absorption d'un photon d'une énergie

$$E \geqq E_g^* \qquad \text{(fig. 5}c\text{)}$$

ou

$$E \geqq E_g^{**} \qquad \text{(fig. 5}d\text{)}$$

produit une photoconductivité de type n dans le cas d'une impureté donneur, ou de type p dans le cas d'une impureté accepteur. La limite spectrale de la photoconductivité dépend, dans ce cas, de la différence d'énergie E_g^* entre niveau donneur et bande de conduction ou de celle E_g^{**} entre niveau accepteur et bande de valence, tandis que la largeur de la bande interdite du semi-conducteur E_g n'intervient pas.

C'est avec ce type de photoconducteur qu'on a pu réaliser récemment des détecteurs quantiques sensibles aux longueurs d'onde infrarouge les plus grandes. En effet, avec du germanium dopé à l'or, on a atteint une limite spectrale de 10 μ et, avec du germanium dopé au zinc, une limite de 40 μ. Toutefois, à cause de la différence d'énergie extrêmement petite de 0,03 eV du niveau de Zn dans Ge, on est obligé de refroidir ces cellules à l'hélium liquide (1° K) pour supprimer l'excitation thermique de ces niveaux, ce qui rend l'utilisation de ces cellules assez délicate et coûteuse.

La figure 6 représente la sensibilité spectrale de différentes cellules photoélectriques, exprimée par la puissance reçue qui donne un signal électrique égal au bruit de la cellule, pour une largeur de bande de 1 Hertz. La ligne horizontale représente la sensi-

bilité (moyenne) des détecteurs thermiques dont la sensibilité est indépendante de la longueur d'onde.

Une description plus détaillée à ce sujet se trouve dans le P.I.R.E. [1] et dans [4], [4a] et [5].

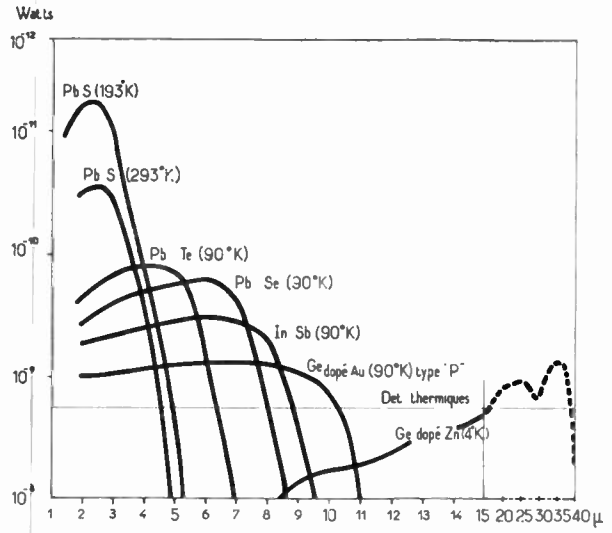


FIG. 6. — Sensibilité de différents détecteurs d'infrarouge, exprimé par la puissance égale au bruit.

3. *Plaques photographiques.* Des plaques photographiques sensibilisées à l'aide de colorants appropriés (du groupe des cyanines) sont également sensibles dans l'infrarouge. Suivant le colorant, la limite spectrale de sensibilité est située vers 0,95 μ pour le néocyanine ; vers 1,05 μ pour le xenocyanine et à 1,25 μ pour le pentocarboxyanine. Théoriquement on pourrait réaliser des plaques photographiques sensibles pour des longueurs d'onde plus grandes, mais pratiquement on est limité par le noircissement spontané dû à l'agitation thermique (analogue au courant d'obscurité dans les photoconducteurs). Même les plaques sensibilisées au pentocarbocyanine doivent être conservées à basse température pour éviter le noircissement spontané.

4. *Substances luminescentes à effet d'accélération.* Ces substances, par exemple Sr S activé au Ce et Sm sont également sensibles dans l'infrarouge jusqu'à 1,35 μ environ. Si l'on excite au préalable ces substances au moyen de lumière ultraviolette, rayons cathodiques ou rayonnement radio-actif, elles émettent de la lumière visible sous l'action d'un rayonnement infrarouge. Pendant l'excitation, les électrons sont transférés de la bande de valence vers la bande de conduction, d'où ils retombent (en partie) dans des pièges dûs au samarium. Par absorption de photons I.R. ces électrons sont retransférés dans la bande de conduction, d'où ils retombent vers la bande de valence avec émission de lumière visible. Si après l'excitation l'on projette une image infrarouge sur un écran de cette substance, on obtient la même image en lumière visible. L'excitation est bien conservée ; la sensibilité qui est initialement de 1 candela par watt de rayonnement I.R., tombe à 50 % environ au bout de 3 jours.

3. Applications pratiques

A — Applications civiles

1. *Spectroscopie infrarouge*

L'application la plus ancienne est la spectroscopie infrarouge. Pratiquée initialement surtout par les spécialistes de l'infrarouge, elle est devenue depuis 20 ans une méthode largement utilisée dans beaucoup de domaines industriels. Tous les composés chimiques, et en particulier les composés organiques ont des bandes d'absorption situées dans la partie infrarouge du spectre. La spectroscopie d'absorption infrarouge est donc devenue, grâce à des appareils automatiques de haute précision qui ne nécessitent plus d'opérateurs expérimentés, une méthode rapide et précise pour l'analyse et le contrôle de nombreux produits, dans l'industrie du pétrole, l'industrie pharmaceutique, la chimie synthétique ainsi que dans la bio-chimie, la médecine et la toxicologie. De même, l'analyse et le contrôle des gaz d'échappement des machines à explosion et à combustion y compris ceux des réacteurs et des fusées représentent un important domaine d'application de l'analyse spectrale infrarouge.

Les spectromètres modernes comprennent : (1) une source I.R. bien stabilisée, (2) une ou plusieurs cuvettes d'absorption de différentes épaisseurs, (3) un spectrophotomètre composé d'un système dispersif à prisme ou à réseau et d'un détecteur I.R., (4) un amplificateur électronique et (5) un enregistreur automatique. Beaucoup d'appareils modernes utilisent le principe du double faisceau : le rayonnement I.R. traverse alternativement deux cuvettes dont l'une contient la substance à analyser et l'autre un gaz non absorbant ou une substance de composition connue. On peut ainsi enregistrer directement la transparence ou la différence de transparence en fonction de la longueur d'onde. On trouvera une description plus détaillée dans les articles spécialisés [6] et [7].

2. *Analyseurs I.R. non dispersifs*

Pour de nombreuses analyses de routine dans l'industrie, on a construit des analyseurs I.R. non dispersifs. Ils ont l'avantage d'être moins coûteux, moins encombrants et moins fragiles que les spectromètres. Ces appareils sont basés sur l'absorption I.R. sélective des substances à analyser, et il en existe deux types différents : à filtration positive et à filtration négative.

Dans les appareils à filtration positive (fig. 7*a*) de deux faisceaux I.R. émanant de la même source l'un traverse la cellule C_A contenant le mélange à analyser, l'autre traverse une cellule C_c de compensation remplie d'un gaz non absorbant dans l'I.R. Les deux faisceaux pénètrent ensuite dans deux cellules réceptrices adjacentes qui sont remplies du gaz dont la teneur est recherchée, par exemple du CO_2. Dans ces conditions, les deux cellules réceptrices sont chauffées grâce à l'absorption sélective du rayonnement I.R. par le gaz carbonique. Si le mélange ne contient pas de CO_2, les deux faisceaux

sont d'intensité égale et les deux cellules sont chauffées au même degré. Si par contre le mélange contient du CO_2, le faisceau ayant traversé C_A a une intensité moindre dans les parties du spectre absorbées par CO_2 et par conséquent la cellule réceptrice correspondante est moins chauffée. La différence de température des deux cellules qui détermine la

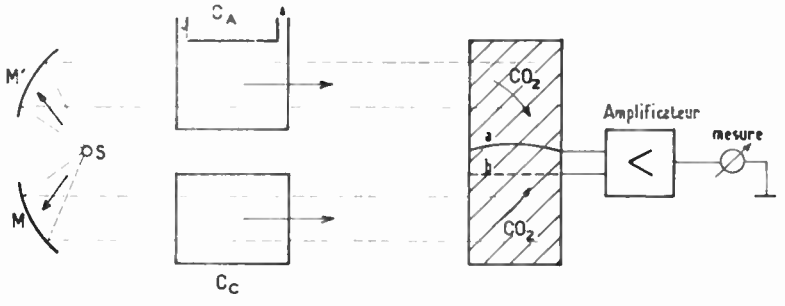


FIG. 7a. — Analyseurs à filtration positive.
S Source I.R.
MM' Miroirs.
C_A Cellule avec gaz à analyser.
C_C Cellule de compensation.
a Membrane } armature d'un condensateur.
b Grille }

teneur en CO_2, peut être mesurée par deux détecteurs thermiques branchés en opposition ou par une cellule pneumatique différentielle où les deux parties sont séparées par une membrane métallisée constituant l'une des armatures d'un condensateur, l'autre armature étant constituée par une grille métallique. Si les deux parties ont des températures différentes, la membrane est déformée ce qui change la capacité du condensateur et crée un signal électrique.

Par contre, dans l'analyseur à filtration négative, les deux faisceaux traversent d'abord la cellule contenant le mélange à analyser, puis l'un d'eux traverse une cellule filtrante remplie du gaz dont la

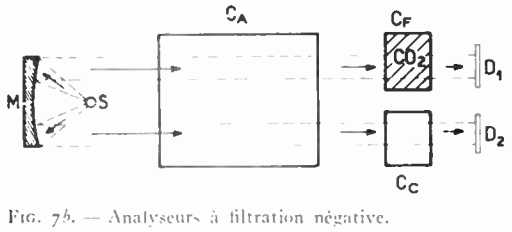


FIG. 7b. — Analyseurs à filtration négative.
S Source I.R.
M Miroir.
C_A Cellule d'analyse.
C_F Cellule filtrante.
C_C Cellule de compensation.
D_1, D_2 Détecteurs.

teneur est recherchée, par exemple CO_2 et l'autre une cellule de compensation remplie d'un gaz non absorbant dans l'I.R., avant d'être absorbés par deux détecteurs thermiques branchés en opposition. La cellule filtrante absorbe toutes les fréquences absorbées par le gaz carbonique, et si le mélange ne contient pas ce gaz, la différence de température des deux détecteurs et par conséquent, le signal électrique, est maximum. Si le mélange contient du CO_2, le faisceau traversant la cellule filtrante n'est pas affaibli d'avantage car il ne contient pas les fréquences absorbées par CO_2, tandis que l'autre faisceau traversant la cellule de compensation est affaibli, la différence de température des détecteurs et par suite le signal électrique, sont donc plus faibles.

La précision de ces appareils est de l'ordre de 2 à 3 % de la valeur maximum de l'échelle, et les teneurs minima mesurables de l'ordre de 0,01 %.

3. *Pyromètres infrarouges*

D'une manière analogue à la pyrométrie dite optique dans la région visible du spectre, pour la mesure à distance de températures élevées (supérieures à 700 °C), on peut mesurer des températures basses par la pyrométrie infrarouge. Conformément à la formule (2), la puissance thermique émise par unité de surface varie fortement avec la température, et si l'on connaît le facteur d'émission de l'objet, on peut déterminer sa température à distance par mesure du rayonnement I.R. reçu par le pyromètre. Celui-ci comprend un système optique convergent (miroir ou lentille), un détecteur I.R. fournissant un signal électrique, un amplificateur et un instrument de mesure ou d'enregistrement. Suivant la température de l'objet, la gamme de longueur d'onde émise varie conformément à la formule de PLANCK (1), et on utilise soit des détecteurs thermiques (bolomètres, thermo-couples ou cellule pneumatique), soit des détecteurs quantiques sensibles dans la gamme de longueur d'onde intéressante. Pour des mesures à grande distance il faut également tenir compte de l'absorption atmosphérique. La gamme des températures qui peuvent être mesurées s'étend de quelques dixièmes de degrés (par rapport à une température de référence) jusqu'à plusieurs centaines de degrés, et pratiquement il n'existe pas de limite supérieure. Pour la mesure de petites différences de température, on est obligé de moduler le rayonnement reçu et de mesurer uniquement le signal électrique ayant la fréquence de modulation, pour éviter des erreurs dues au changement de température du récepteur.

Ces pyromètres sont fréquemment utilisés dans l'industrie chimique, dans l'industrie du verre, dans l'industrie des métaux (ferreux et non ferreux), dans la fabrication et le façonnage des matières plastiques, pour le contrôle de température des fours, des tuyauteries et des produits eux-mêmes. D'autres applications sont : la détection des débuts d'incendie dans les avions, magasins, dépôts et forêts, la détection des mauvais contacts des lignes à haute tension, la surveillance des paliers des voitures de chemin de fer, même en mouvement, et la détection d'icebergs en navigation. En médecine également on se sert de la pyrométrie infrarouge pour déceler des inflammations locales dues à différentes maladies (cancer,

phlébite par exemple), qui provoquent des différences de température de la peau.

4. *Barrages infrarouges antivol*

Les barrages infrarouges antivol sont composés d'une source I.R. munie d'un système optique produisant un faisceau I.R. étroit qui peut traverser plusieurs fois la pièce à protéger (par réflexions multiples) et d'un détecteur I.R. suivie d'un amplificateur et d'un système d'alarme. Tant que le détecteur reçoit le rayonnement I.R. de la source, le système d'alarme est au repos ; celui-ci est déclenché dès que le faisceau I.R. est interrompu par l'interposition d'une personne ou de tout autre objet sur le faisceau. Le même système peut détecter des débuts d'incendie, puisque la fumée affaiblit également le faisceau I.R. et déclenche ainsi le système d'alarme.

5. *Piles solaires*

Pour la transformation du rayonnement solaire (visible et infrarouge) en énergie électrique on utilise soit des thermocouples ou des cellules photo-électriques, en particulier les cellules photovoltaïques. Dans les thermocouples le rayonnement solaire chauffe l'une des soudures de deux substances de force thermoélectrique opposée, l'autre soudure étant refroidie par convection (eau ou air). La différence de température crée un courant thermoélectrique, la tension (à vide) étant de 400 μV par degré pour un thermocouple, on est obligé de brancher plusieurs thermocouples en série pour obtenir des tensions élevées. Le rendement de ce dispositif dépend de la différence de température entre les soudures chaudes et les soudures froides, il est de l'ordre de 6 % pour les meilleures réalisations actuelles.

Les cellules photovoltaïques sont composées d'un semiconducteur ayant une jonction *p-n* près de la surface. La diffusion de porteurs minoritaires (produits par l'absorption de photons) à travers la barrière de potentiel de la jonction crée la tension photovoltaïque qui est d'autant plus élevée que la largeur de la bande interdite est grande. Jusqu'ici on a obtenu les meilleurs résultats avec le silicium (E_g = 1,2 eV) (rendement maximum 11 %) mais on peut s'attendre à des rendements plus élevés avec Ga As (E_g = 1,38 eV) et Al Sb (E_g = 1,6 eV). Le rendement optimum (théorique) est de 25 %.

Les piles solaires sont de grand intérêt pour la production d'énergie électrique pour les véhicules astronautiques, mais aussi dans les pays tropicaux où il n'y a pas de réseaux électriques et pour l'alimentation des amplificateurs des lignes téléphoniques à grande distance dans les pays sous-développés. En U.R.S.S., on fabrique actuellement industriellement des piles thermo-électriques qui, posées sur une lampe à pétrole, produisent de l'énergie électrique pour le fonctionnement d'un poste radio.

6. *Télécommunications infrarouges*

Si l'on module le rayonnement d'une source I.R. et si l'on place un détecteur I.R. dans le faisceau de la source, on peut transmettre à distance des conversations téléphoniques ou des signaux pour télécommandes ou télémesures. Ce mode de télécommunications est surtout indiqué entre postes en mouvement (en mer et dans l'air) et pour des communications temporaires. On trouve des détails techniques dans un article de F. Gans dans Techniques de l'Ingénieur [8].

B — Applications militaires et astronautiques

1. *Détection et localisation d'objets inconnus*

La plupart des applications militaires I.R. ont pour but la détection et la localisation à distance d'objets inconnus. A cette fin, on peut utiliser deux méthodes : la méthode active et la méthode passive.

Autrefois on utilisait beaucoup *la méthode active*. D'une manière analogue à l'utilisation du radar, on projette un faisceau I.R. (produit par une source I.R. et un projecteur muni d'un filtre I.R.) sur l'objet à détecter et on observe la radiation I.R. réfléchie par l'objet. Cette méthode est utilisée jusqu'ici uniquement dans l'infrarouge proche, où les lampes à incandescence et les arcs électriques constituent des sources I.R. puissantes à cause de leur température élevée. Par contre, on ne connaît pas de sources aussi puissantes pour l'infrarouge moyen et lointain. Pour les applications militaires cette méthode a l'inconvénient que la puissance du rayonnement réfléchi décroît extrêmement vite avec la distance (à raison de R^{-4}, R étant la distance source-objet). De plus, l'ennemi pourvu d'un détecteur I.R. pour la même longueur d'onde peut facilement repérer les projecteurs I.R. Cette méthode utilise le plus souvent comme détecteurs le convertisseur d'image qui donne une image visible du paysage éclairé en I.R.

La méthode passive n'utilise pour la détection que le rayonnement thermique émis par l'objet lui-même. La détection est donc discrète ce qui représente un grand avantage par rapport au radar, mais la puissance émise et la longueur d'onde ne dépendent que de la température de l'objet, et l'observateur ne peut pas agir sur ces valeurs. Si les températures ne sont pas trop élevées, les longueurs d'onde sont nécessairement assez grandes et les puissances émises faibles (fig. 2). Néanmoins, grâce au développement de détecteurs de plus en plus sensibles et grâce aux températures élevées des engins militaires modernes (fusées et moteurs à réaction), cette méthode est aujourd'hui fréquemment utilisée, car elle possède en plus l'avantage de ne pas pouvoir être brouillée, ou camouflée.

La construction des récepteurs I.R. est assez simple. Ils possèdent un système optique convergent (miroir, lentille ou combinaison des deux) qui produit une image réelle. Au centre de cette image se trouve un ou plusieurs détecteurs qui produisent des signaux électriques. Pour explorer un certain champ d'observation on est obligé de faire exécuter un balayage du récepteur entier ou des détecteurs par rapport à l'axe optique. Les signaux sont rendus visibles soit par un enregistreur, soit sur l'écran d'un tube cathodique. Les objectifs militaires qu'on

peut détecter actuellement avec les récepteurs modernes sont assez variés : fusées balistiques et télécommandées, avions, bateaux de guerre, chars, canons (chauffés par le tir), baraquements, objets industriels (usines, hauts fourneaux, aciéries). On arrive même à tracer des plans de reconnaissance pendant la nuit, car les divers objets : terre, surfaces d'eau, végétation, routes ont des températures différentes pendant la nuit, à cause de leur refroidissement différent [9].

Dans les têtes chercheuses des fusées auto-guidées, les détecteurs I.R. dirigent la fusée de telle façon qu'elle suit la cible visée et la détruit finalement après l'avoir touchée. La première fusée autocommandée qui a trouvé une utilisation pratique est le SIDEWINDER développé par la marine américaine. Elle pèse environ 70 kg et mesure 3 m de longueur et 12,8 cm de diamètre. L'armée de l'air américaine a mis au point une fusée légèrement plus petite, le FALCON GAR 2A qui pèse 60 kg pour une longueur de 2 m et un diamètre de 16,5 cm [1].

L'armée américaine a développé à son tour une fusée beaucoup plus légère, du genre bazooka, également auto-guidée par une tête chercheuse visant des objets chauds par le rayonnement I.R. Cette fusée, appelée RED EYE (œil rouge) ne pèse que 10 kg et est destinée à atteindre des avions opérant des missions de mitraillage et de bombardement à basse altitude.

D'autres applications militaires de la détection et localisation par rayonnement I.R. : on peut citer le contrôle de tir d'artillerie et les viseurs pour bombardiers.

2. *Balisage infrarouge*

Les opérations militaires nocturnes nécessitent souvent des balisages invisibles, aussi bien pour l'armée de terre (infanterie, parachutistes) que pour la marine et pour l'armée de l'air (décollage, atterrissage, vol en formation étroite). A cette fin, on munit les sources de filtres qui ne laissent passer que les longueurs d'onde choisies et l'on utilise des récepteurs munis de détecteurs sensibles pour ces mêmes radiations. Les récepteurs les plus simples et les plus légers sont les métascopes. Ils comprennent une optique convergente (miroir sphérique corrigé) qui projette une image I.R. sur un écran composé d'une substance luminescente à effet d'accélération (3). Celle-ci produit une image visible qui est observée à travers un oculaire. L'appareil complet ne pèse que 250 g et permet de repérer une source I.R. de 30 watts à plusieurs kilomètres de distance. La limite spectrale est de 1,35 μ.

Des appareils analogues peuvent être utilisés dans la navigation civile et dans l'aéronautique civile pour les dispositifs anti-collision.

3. *Télécommunications infrarouges*

Les systèmes de télécommunications par rayonnement I.R. modulé, trouvent également de nombreuses applications militaires, soit dans l'armée de terre (surtout dans les régions montagneuses ou difficilement accessibles), soit dans la marine (communications entre bateaux), soit dans l'armée de l'air (communications entre avions). Ils ont, par rapport aux communications par radio, l'avantage d'être beaucoup plus discrets et plus légers, et les perturbations par interférences sont exclues. Les possibilités diverses et le principe de fonctionnement ont déjà été décrits dans les applications civiles.

4. *Applications astronautiques*

Les applications les plus importantes dans le domaine de l'astronautique sont les suivantes :

a) Contrôle du trajet d'une fusée interplanétaire télécommandée par un appareil installé sur terre ;

b) Contrôle du trajet et guidage automatique d'un astronef autocommandé par visée des radiations infrarouges provenant de la terre, de la lune, du soleil ou tout autre astre ;

c) Surveillance du globe terrestre par des satellites munis de récepteurs infrarouges, soit pour des buts militaires soit pour la prévision météorologique.

4. Perspectives d'avenir

Nous venons de voir comment les radiations infrarouges ont trouvé récemment des applications de plus en plus vastes tant dans le secteur civil que dans le secteur militaire. Dans l'avenir on peut s'attendre à de nouveaux perfectionnements dans la technologie des récepteurs du rayonnement I.R. qui nous fourniront des récepteurs encore plus sensibles, plus simples et par conséquent moins coûteux. Espérons que ces perfectionnements ne trouvent pas seulement de nouvelles applications dans le domaine militaire, mais surtout de nouveaux emplois civils, par exemple dans l'amélioration de la circulation routière, maritime et aérienne, par de nouveaux dispositifs anti-collision et autoguidage ainsi que dans la rationalisation et l'automatisation dans les industries des produits chimiques, du verre, des métaux et des matières plastiques, par des appareils de contrôle et réglage automatiques des températures permettant une augmentation du rendement et la baisse des prix de revient dans ces industries.

(3) Alinéa 2, 4 b 4.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 47, n° 9. 1959, pp. 1413-1549

[2] *Encyclopedia of Physics*, vol. 48, part. 2, Springer Verlag. 1957.

[3] STRONG J. — Concepts of classical Optics. San Francisco 1958, pp. 242-253.

[4] WELKER H. et GREMMELMAIER H. ; PERRIOT G., SHIVE I.N. et ZUK P. — *Acta Electronica*, vol. 1, n° 4. 1956, pp. 143-227.

[4a] SMITH R.A., JONES F.E. et CHASMAR R.P. — The detection and measurement of Infra-red radiation. Oxford. 1957.

[5] GARLICK G.F.J. — *Encyclopedia of Physics*, vol. 19. Springer Verlag 1956, pp. 316-395.

[6] LECOMTE J. — *Encyclopedia of Physics*, vol. 26, Springer Verlag 1956, pp. 244-937.

[7] *Acta Electronica*. vol. 3, n° 1. 1959, pp. 17-57.

[8] GANS F. — *Techniques de l'ingénieur*, 1re édition 4 E 2890. 1956.

[9] ANCOT A. — *Mémorial de l'Artillerie française*. 1955.

SYSTÈMES FILTRANTS A COUCHES MULTIPLES UTILISÉS EN INFRAROUGE

PAR

M. BARCHEWITZ

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris

et

M. GAUTIER

Ingénieur

Société Anonyme des Télécommunications.

Introduction

Le problème des systèmes filtrants à couches multiples fonctionnant dans l'infrarouge se présente sous deux aspects différents.

D'une part, il s'agit d'obtenir des filtres interférentiels passe-bande centrés sur une longueur d'onde bien définie et possédant une bande passante déterminée. D'autre part, il est demandé des filtres passe-haut en longueur d'onde dont le front de transmission soit centré sur la longueur d'onde désirée.

Les progrès réalisés dans la technique de l'évaporation sous vide des couches épaisses ainsi qu'une meilleure connaissance des propriétés de certains matériaux dans l'infrarouge [1] [2] ont permis d'étendre la réalisation de ces systèmes filtrants dans un intervalle de longueurs d'onde plus important [3].

De nombreuses publications donnent la théorie du filtre interférentiel [4] [5] [6] [7]. Nous rappellerons sommairement les grandeurs caractéristiques de ces filtres et nous présenterons par le calcul l'analogie entre ces filtres et certains filtres électriques.

1. Rappel des grandeurs caractéristiques d'un filtre interférentiel

On considère une lame rigoureusement plane parallèle d'indice de réfraction n et d'épaisseur e, dont les deux faces possèdent des pouvoirs réflecteurs R_1 et R_2 (obtenus par exemple par une couche métallique mince déposée sur chaque face d'une lame transparente). Pour simplifier au maximum le schéma de ce filtre, on supposera que le milieu constituant la lame est non absorbant.

Chaque face du filtre est définie par R : son facteur de réflexion relatif à l'intensité lumineuse ; A : son facteur d'absorption ; T : son facteur de transmission.

On a évidemment entre ces trois grandeurs, et pour chaque face, la relation :

$$T + R + A = 1$$

Si on raisonne sur les amplitudes et non sur les intensités, on définit les grandeurs relatives aux amplitudes :

$$r = \sqrt{R} \quad \text{et} \quad t = \sqrt{T}$$

Cet ensemble formé par la lame mince et ses deux faces réflectrices constitue un filtre interférentiel.

Si on considère un rayon I_o tombant sous l'incidence i, il donne une infinité de rayons émergents sortant sous la même incidence i, notés I_1, I_2, I_3... I_n... (fig. 1).

Entre deux rayons émergents consécutifs I_n et I_{n+1}, il existe une différence de marche :

$$\delta = 2\,ne\cos r$$

où r désigne l'angle de réfraction.

A cette différence de marche δ, correspond une différence de phase φ, donnée par :

$$\varphi = \frac{2\pi\delta}{\lambda} = \frac{4\pi ne\cos r}{\lambda} = 4\pi ne\cos r\,\sigma$$

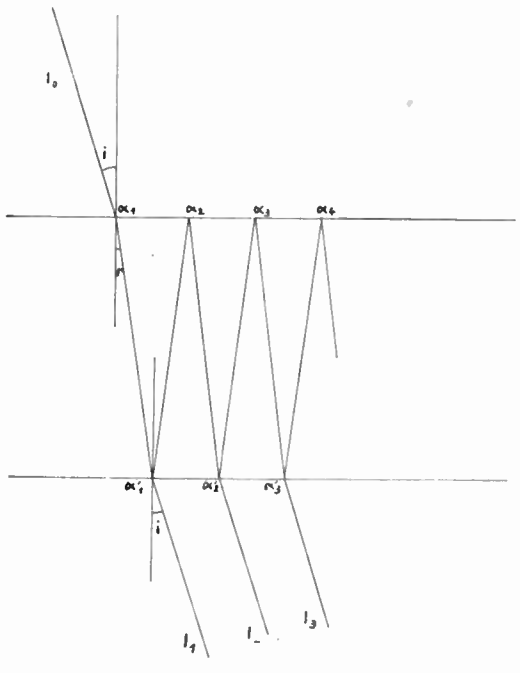


FIG. 1

où σ est le nombre d'onde en cm^{-1} de la radiation considérée.

Désignons par a_0, a_1, a_2... a_n... les amplitudes des rayons I_0, I_1, I_2... I_n... dont les intensités respectives sont notées de la même façon. On peut calculer l'amplitude a_n de tous les rayons tels que I_n en fonction de l'amplitude a_0 du rayon incident I_0 et des facteurs t et r relatifs aux amplitudes. On obtient le tableau suivant :

Rayons	I_1	I_2	I_3	I_n
Amplitude	$t_1 t_2 a_0$	$r_1 r_2 t_1 t_2 a_0$	$(r_1 r_2)^2 t_1 t_2 a_0$	$(r_1 r_2)^{n-1} t_1 t_2 a_0$
Déphasage par rapport au rayon I_1	0	φ	2φ	$(n-1)\varphi$

L'amplitude résultante A est la somme géométrique de toutes les amplitudes des rayons émergents I_n :

$$A = \sum_{n=0}^{\infty} (r_1 r_2)^{n-1} t_1 t_2 a_0 e^{(n-1)j\varphi} = \frac{t_1 t_2 a_0}{1 - r_1 r_2 e^{j\varphi}}$$

L'intensité correspondante est :

$$(1)\qquad I = |A|^2 = \left| \frac{(t_1 t_2)^2 a_0^2}{1 - r_1 r_2 e^{j\varphi}} \right|^2 = I_0 \frac{(t_1 t_2)^2}{(1 - r_1 r_2)^2 + 4 r_1 r_2 \sin^2 \varphi/2}$$

Si les deux semi-métallisations sont identiques, on a :

$$t_1 = t_2 = \sqrt{T} \quad \text{et} \quad r_1 = r_2 = \sqrt{R}$$

La formule (1) s'écrit :

$$(2)\qquad I = I_0 \left(\frac{T}{1 - R}\right)^2 \frac{1}{1 + m \sin^2 \varphi/2}$$

avec :

$$m = \frac{4R}{(1 - R)^2}$$

Si on suppose que l'absorption des semi-métallisations est nulle, on a : $T = 1 - R$, d'où :

$$(3)\qquad I = \frac{I_0}{1 + m \sin^2 \varphi/2}$$

Les formules (2) et (3) permettent de définir les grandeurs fondamentales d'un filtre.

a) Transparence du filtre

La formule (2) montre que l'intensité transmise I se rapproche d'autant plus de l'intensité incidente I_0 que le facteur

$$\mathcal{T} = \frac{T}{1 - R} = \frac{1 - R - A}{1 - R}$$

est plus voisin de l'unité, il est nécessaire que le coefficient d'absorption A soit nul ou voisin de 0.

Le facteur $\mathcal{T}$ définit la transparence du filtre.

b) Contraste $\mathcal{C}$ et finesse $\mathcal{F}$ du filtre

On peut construire la fonction d'Airy $A(\sigma)$ en fonction de σ.

$$A(\sigma) = \frac{1}{1 - \frac{4R}{(1 - R)^2} \sin^2 [2\pi ne\sigma \cos r]}$$

Cette fonction varie entre un maximum A_M égal à 1 et un minimum A_m égal à :

$$A_m = \frac{1}{1 + \dfrac{4R}{(1 - R)^2}} = \left(\frac{1 - R}{1 + R}\right)^2$$

Par définition, le contraste $\mathcal{C}$ est égal au rapport de A_M / A_m.

$$\mathcal{C} = \frac{A_M}{A_m} = \left(\frac{1 + R}{1 - R}\right)^2$$

La fonction d'Airy possède une suite de maxima dont les positions sont définies dans l'échelle σ (cm^{-1}) par :

$$2\pi\, ne\, \sigma \cos r = k\pi \qquad (k \text{ entier})$$

La distance σ_0 entre deux maxima consécutifs est :

$$\sigma_0 = \frac{1}{2\, ne \cos r}$$

On peut définir la largeur des courbes de transmission déterminée à demi-hauteur des maxima par la condition :

$$\frac{4R}{(1 - R)^2} \sin^2 2\pi\, ne\, \sigma \cos r = 1$$

Cette largeur est $a = 2(\sigma - \sigma_0)$, et la finesse est, par définition, le rapport de la distance σ_0, entre deux maxima consécutifs à la largeur $2(\sigma - \sigma_0)$ de la courbe de transmission.

Le calcul donne (lorsque R est suffisamment voisin de 1) :

$$\mathcal{F} = \frac{\pi \sqrt{R}}{1 - R}$$

Cette finesse $\mathcal{F}$ peut donc se définir comme étant le rapport spectral libre à l'intervalle résolu [8].

On voit que la finesse $\mathcal{F}$ ne dépend que du pouvoir réflecteur R et augmente avec celui-ci, tandis que la largeur $a = 2(\sigma - \sigma_0)$ est d'autant plus faible que le pouvoir réflecteur R et l'épaisseur e du filtre sont grands. Ces formules sont valables si l'épaisseur e du filtre est constante et si l'incidence i est nulle ; cette deuxième condition est généralement mal réalisée, car le diamètre apparent de la source ne peut être nul.

Les deux grandeurs Contraste $\mathcal{C}$ et Finesse $\mathcal{F}$ ne sont pas indépendantes, pour des pouvoirs réflecteurs élevés de l'ordre de $R \simeq 1$, on a sensiblement :

$$\mathcal{C} = \frac{4}{\pi^2} \mathcal{F}^2 \simeq 0{,}4\, \mathcal{F}^2$$

Cette finesse $\mathcal{F}$ peut donc se définir comme étant le rapport dans le domaine des phases, de 2π à la largeur $\Delta\varphi$ de la zone spectrale transmise par le filtre.

2. Analogie entre les filtres interférentiels optiques et les filtres électriques

Il est intéressant d'appliquer, à titre de comparaison, la méthode utilisée pour le calcul des filtres électriques utilisant des lignes de transmission dont les longueurs sont assez grandes vis-à-vis des longueurs d'onde de fonctionnement (cas des hyperfréquences).

Pour cela, il convient de rappeler tout d'abord qu'une onde électromagnétique plane, polarisée de façon quelconque, se propageant dans un milieu indéfini homogène et sans perte, est caractérisée par des champs électrique et magnétique dont les amplitudes E et H sont dans un rapport constant :

$$\frac{E}{H} = k \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = Z$$

ε et μ étant les constantes diélectrique et magnétique relatives du milieu considéré, k ne dépendant que des unités choisies.

Le rapport $\dfrac{E}{H}$ est appelé impédance d'onde.

A partir de là, on peut définir (voir par exemple référence 9) l'équivalence entre la transmission de cette onde plane dans le milieu de constantes ε, μ et la transmission d'une onde sur une ligne de transmission bifilaire d'impédance caractéristique $Z_c = Z = k\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}$. La tension V et le courant I en un point de la ligne bifilaire sont proportionnels aux champs électrique E et magnétique H dans le plan homologue.

Cette équivalence sera utilisable lorsqu'on pourra faire correspondre à tout point de la ligne bifilaire un plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde plane. C'est dire que son emploi sera limité au cas de l'étude de systèmes dans lesquels les jonctions de milieux différents sont planes et perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde plane. On sait d'ailleurs que la méthode peut s'étendre au cas de milieux présentant des pertes en utilisant l'expression complexe de l'impédance d'onde.

La transmission de l'onde plane dans des milieux ainsi définis, de même que celle sur la ligne équivalente, peut être décrite en utilisant, soit les notions d'ondes transmises et réfléchies (ce que nous avons fait au paragraphe précédent), soit les notions d'impédances qui permettent, en particulier, d'utiliser les relations générales établies pour les filtres électriques.

Dans le cas d'une lame plane d'indice n dont les faces présentent (par semi-métallisation) un facteur

de réflexion R, par analogie le schéma d'une ligne bifilaire est constitué par deux résistances (d'admittance g) shuntant la ligne de transmission et espacées d'une longueur électrique égale à celle de l'épaisseur de la lame.

L'impédance caractéristique des milieux supposés identiques 1 et 3, dans lesquels se trouve placée la lame, étant prise pour unité, l'admittance caractéristique de l'élément de ligne AB équivalent à la lame sera $Y_c = n$, n étant l'indice optique de la lame pour la longueur d'onde considérée (fig. 2).

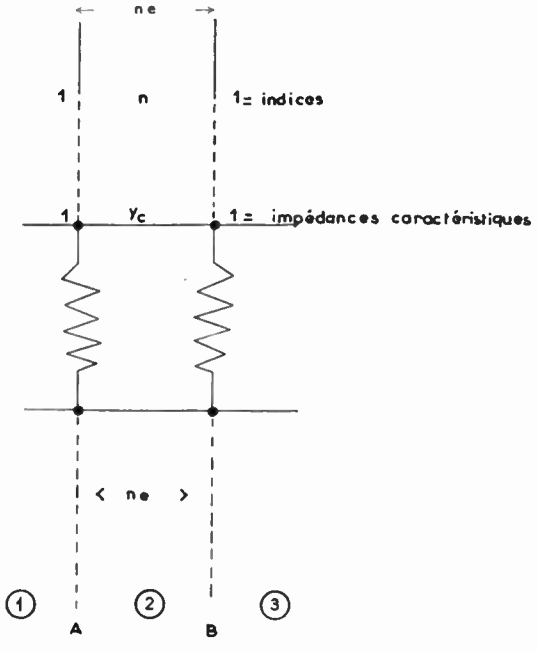


FIG. 2

Il est aisé de calculer la puissance transmise du milieu (1) au milieu (3).

Pour cela, on considère un générateur de force électromotrice E, d'admittance interne unité, connecté au réseau indiqué fig. 3(*a*).

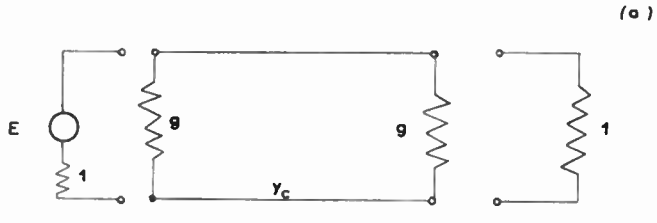


FIG. 3

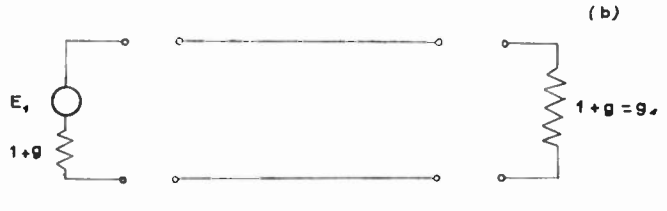


FIG. 4

En utilisant le théorème de Thévenin pour substituer à la source E une source $E_1 = E \times \dfrac{1}{1+g}$ d'admittance interne, $1 + g$ (fig. 3(*b*)) on trouve que la puissance transmise à la charge $(1 + g)$ est :

$$P_1 = E_1^2 \frac{Y_c^2\, g_1^3\,(1 + t^2)}{4\, Y_c^2\, g_1^2 + t^2\,(g_1^2 + Y_c^2)^2}$$

en posant $\begin{cases} t = \operatorname{tg} \dfrac{2\pi ne}{\lambda} = \operatorname{tg} \dfrac{\varphi}{2} \\ g_1 = 1 + g \end{cases}$

(e longueur de la section de ligne AB, n l'indice de la lame, λ/n est la longueur d'onde dans le milieu dont est constituée la lame).

La puissance transmise au milieu (3) est donc :

$$P = \frac{P_1}{g_1} = \frac{E^2}{4\, g_1^2} \frac{1}{1 + \dfrac{(g_1^2 - Y_c^2)^2}{4\, Y_c^2\, g_1^2} \sin^2 \varphi/2}$$

Il est intéressant de mettre cette relation sous la forme trouvée par la méthode optique.

Le facteur de réflexion R est le coefficient de réflexion en puissance dans le plan A d'une onde provenant du milieu (2).
Donc :

$$R = \left(\frac{Y_c - (1 + g)}{Y_c + (1 + g)}\right)^2 = \left(\frac{Y_c - g_1}{Y_c + g_1}\right)^2$$

Le facteur T est le coefficient de transmission en puissance d'une onde traversant le plan A.

On trouve :

$$T = \frac{4\, Y_c}{(Y_c + g_1)^2}$$

Enfin, la puissance incidente I_0 est égale à $\dfrac{E^2}{4}$
On peut donc donner à la puissance transmise P la forme déjà trouvée (formule 2) :

$$P = I_0 \left(\frac{T}{1 - R}\right)^2 \frac{1}{1 + m \sin^2 \varphi/2}$$

3. Calcul d'un filtre à couches multiples

Les filtres interférentiels infrarouge sont le plus souvent constitués par une succession de couches transparentes haut et bas indice.

Le calcul en devient plus complexe, et nous allons

montrer dans deux exemples l'utilisation de la méthode basée sur l'analogie électrique que nous venons d'exposer.

Calcul d'un filtre symétrique a 3 couches

Considérons une chaîne de 4 éléments de ligne de transmission IBAB'I' (fig. 4) dont les éléments :

— 2 et 3 sont identiques, d'impédance caractéristique Z_1 et de longueur électrique l_1,

— 1 et 4 sont identiques, d'impédance caractéristique Z_2 et de longueur électrique l_2,

$$l_1 = n_1 e_1 \quad \text{et} \quad l_2 = n_2 e_2$$

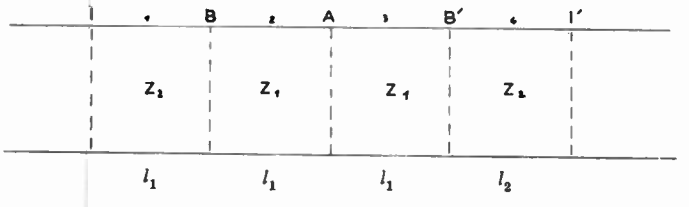


Fig. 4

e_1 et e_2 étant les épaisseurs mécaniques des couches et n_1 et n_2 leurs indices.

Cette chaîne correspond à un filtre 3 couches dont la couche centrale a été divisée fictivement en deux parties égales (quadripole bissecté).

On suppose que ce filtre 3 couches est placé dans l'air, c'est-à-dire que le filtre électrique équivalent est fermé sur des lignes infinies d'impédances caractéristiques prises pour unité.

Les impédances de court-circuit et de circuit ouvert du quadripole bissecté sont, si l'on néglige les pertes des diélectriques :

$$Z_{cc} = j Z_2 \frac{t_1 Z_1 + t_2 Z_2}{Z_2 - t_1 t_2 Z_1}$$

$$Z_{co} = j Z_2 \frac{t_1 t_2 Z_2 - Z_1}{t_1 Z_2 + t_2 Z_1}$$

relations dans lesquelles on a posé :

$$t_1 = \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \quad \text{et} \quad t_2 = \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_2}{\lambda}$$

Soient Z_I l'impédance caractéristique du filtre complet et g son exposant de transfert sur image.

Posons de plus $R = \dfrac{Z_1}{Z_2} = \dfrac{n_2}{n_1}$ et nous supposerons dans ce qui suit que R est supérieur à 1 (des couches haut indice encadrent la couche centrale bas indice).

On obtient :

$$Z_I = \sqrt{Z_{cc} \cdot Z_{co}} = Z_2 \sqrt{\frac{(t_1 R + t_2)(t_1 t_2 - R)}{(t_1 t_2 R - 1)(t_1 + t_2 R)}}$$

$$th \frac{g}{2} = \sqrt{\frac{(R\, t_1 + t_2)\ (t_1 + R\, t_2)}{(1 - R\, t_1\, t_2)\ (t_1\, t_2 - R)}}$$

Ces deux relations définissent complètement les caractéristiques de transmission du filtre lorsqu'on donne les impédances sur lesquelles il est fermé.

Nous allons effectuer le calcul complet dans le cas particulier où $t_1 = t_2 = t$. Ceci correspond au filtre que nous désignerons par $H — BB — H$ constitué par deux couches extrêmes de haut indice de longueur $\lambda_0/4$ encadrant la couche centrale de bas indice et de longueur double. La longueur d'onde d'accord du filtre est λ_0.

Dans ces conditions :

$$th \frac{g}{2} = \frac{t\ (R + 1)}{\sqrt{(1 - R t^2)(t^2 - R)}}$$

$$\frac{Z_I}{Z_2} = \sqrt{\frac{t^2 - R}{t^2 R - 1}}$$

Lorsque le rapport d'indice R n'est pas très élevé, il est indispensable de calculer l'affaiblissement du filtre pour les valeurs effectives des résistances de terminaison, qu'on a prises réelles et égales à l'unité, négligeant pour simplifier le calcul l'effet du support (supposé d'indice assez voisin de l'unité).

L'exposant de transfert θ du filtre terminé sur résistances unités est donné par la relation :

$$e^{\theta} = \frac{(Z_I + 1)^2 e^{g} - (Z_I - 1)^2 e^{-g}}{4\ Z_I}$$

L'affaiblissement de transmission en puissance d'une onde à la traversée du filtre est $T = |e^{-\theta}|^2$.

On trouve ainsi :

$$T = \frac{b^2 (1 + \varepsilon a^2)^2}{(a^2 + b^2)\ (1 + a^2 b^2)}$$

relation dans laquelle :

$$a^2 = \left| \frac{(R + 1)^2\ t^2}{(1 - R t^2)\ (t^2 - R)} \right|$$

$$b^2 = \frac{|t^2 - R|}{n_2^2 |1 - R t^2|}$$

$\varepsilon = +1$ dans la « bande passante » (pour laquelle Z_I est réel)

$\varepsilon = -1$ dans la « bande affaiblie » (pour laquelle Z_I est imaginaire pur)

Le calcul numérique a été effectué en fonction du paramètre λ_0/λ variant de 0 à 1, la suite de la courbe pour λ_0/λ supérieur à 1 s'en déduisant par symétrie et translation.

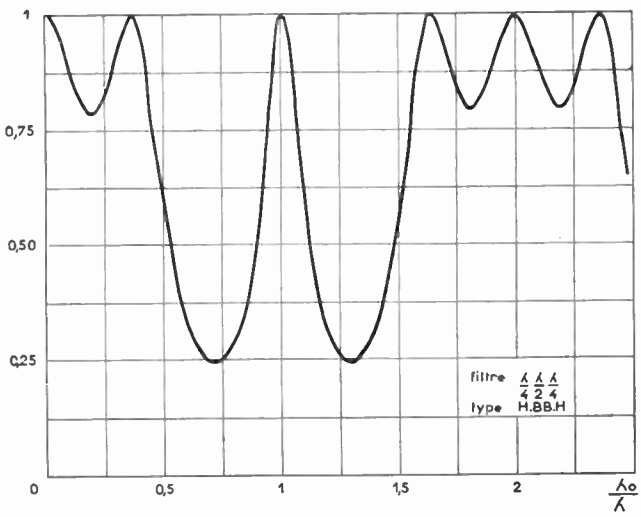


FIG. 5

Le résultat correspondant est indiqué (fig. 5) pour les valeurs suivantes des paramètres :

$$n_2 = 2{,}4 \qquad R = \frac{n_2}{n_1} = 1{,}8$$

La méthode indiquée est évidemment très générale. Les calculs numériques sont relativement peu compliqués, tant que les structures possèdent des éléments de symétrie ou se déduisent par itération de structures simples.

La comparaison entre le calcul du filtre (du type H - BB - H) précédemment calculé, et la mesure du filtre correspondant réalisé pour $\lambda_0 = 1{,}95\mu$ est indiquée (fig. 6). On voit que la concordance est satisfaisante.

La figure 7 indique les courbes de transmission théorique et expérimentale dans un autre cas, celui d'un filtre constitué de deux filtres de base, formés de trois couches que nous désignons conventionnellement par $\frac{H}{2} \cdot BB \cdot \frac{H}{2}$, c'est-à-dire que les couches successives haut et bas indice du filtre complet ont les épaisseurs $\lambda_0/8$, $\lambda_0/2$, $\lambda_0/4$, $\lambda_0/2$, $\lambda_0/8$ les valeurs des indices successifs étant les mêmes que dans l'exemple précédent. Dans ce cas, l'exposant de transfert sur image et l'impédance image ont été évidemment calculés pour le filtre de base à 3 couches.

Tous ces filtres présentent une bande passante étroite pour une longueur d'onde λ_0, bande dite fondamentale, et des bandes passantes « harmoniques » pour des longueurs d'onde sous-multiples de λ_0. De plus, ces filtres sont transparents pour toutes les longueurs d'onde supérieures à environ $2\,\lambda_0$, ce qui leur donne également un caractère de filtres « passe-haut en longueurs d'onde ».

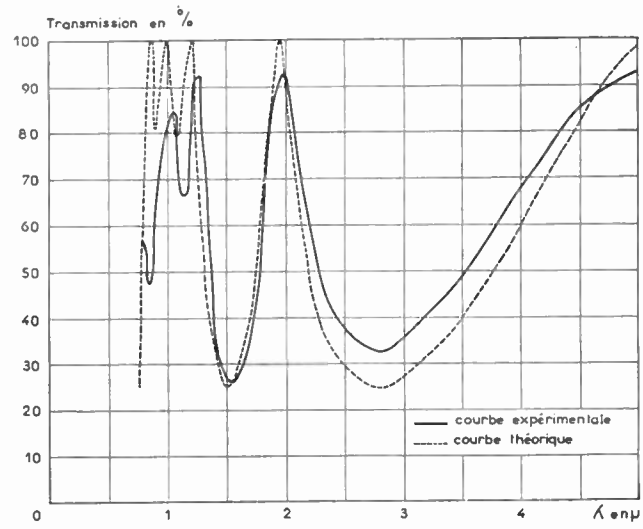


FIG. 6

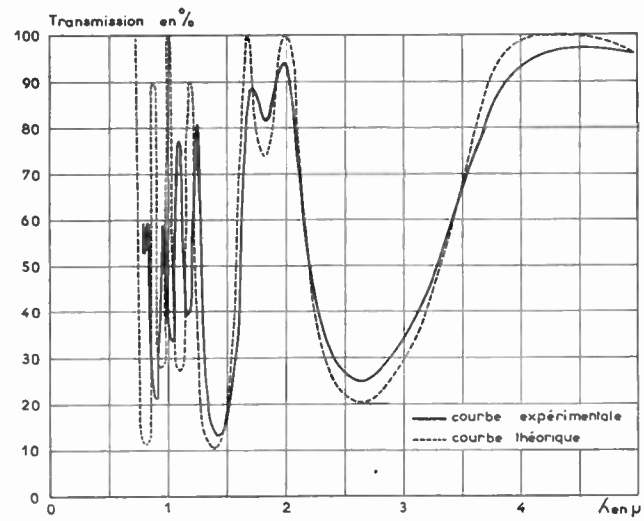


FIG. 7

On reconnaît d'ailleurs la similitude entre ces filtres et les filtres passe-bas en fréquences réalisés en hyperfréquences, les longueurs de lignes alternativement de haute et basse impédance étant généralement, dans ce dernier cas, plutôt réalisées par variation des dimensions géométriques des sections droites des lignes coaxiales ou des guides d'onde.

4. Utilisation des filtres interférentiels en infrarouge

a) FILTRE PASSE-BANDE

C'est un filtre centré sur une longueur d'onde λ_0 et occupant un domaine spectral $\Delta\lambda$. L'utilisation de couches semi-métallisées à grand pouvoir réflecteur n'est plus possible dans l'infrarouge en raison

de l'absorption des métaux dans ce domaine. Dans les filtres les plus fréquemment réalisés, ces couches sont remplacées par un empilement de couches dont l'épaisseur optique est de $\lambda/4$ et ne présentant pas de bandes d'absorption dans la région d'utilisation. Ces couches sont alternativement des couches à haut (H) et bas (B) indice encadrant symétriquement la couche fondamentale de bas indice (BB) d'épaisseur optique $\lambda/2$ qui définit la longueur d'onde d'accord. Le schéma de principe d'un tel filtre est montré (fig. 8). Le pouvoir réflecteur de cet empilement augmente avec le nombre de couches, mais on ne dépasse généralement pas 11 couches dans la pratique.

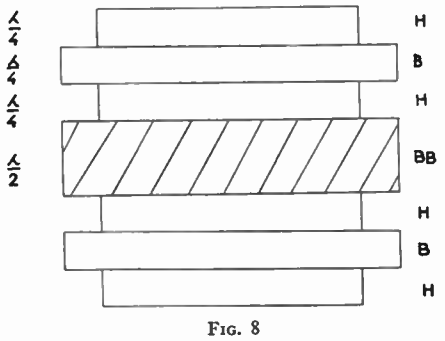


FIG. 8

Les diélectriques les plus employés sont, pour les bas indices, la cryolithe, le fluorure de lithium et le chlorure de sodium et, pour le haut indice, le sélénium dont l'indice est $n = 2{,}4$ environ.

Dans l'infrarouge à partir de 5 μ, il est possible d'utiliser le tellure comme haut indice.

La figure 9 donne le spectre obtenu par l'empilement à 7 couches H, B, H, B B, H, B, H et qui constitue un filtre interférentiel centré sur $\lambda_0 = 4{,}7$ μ.

Il est à noter que la transparence du filtre vers les grandes longueurs d'onde est supprimée grâce au support en saphir qui ne transmet pas les longueurs d'onde supérieures à 6 μ environ.

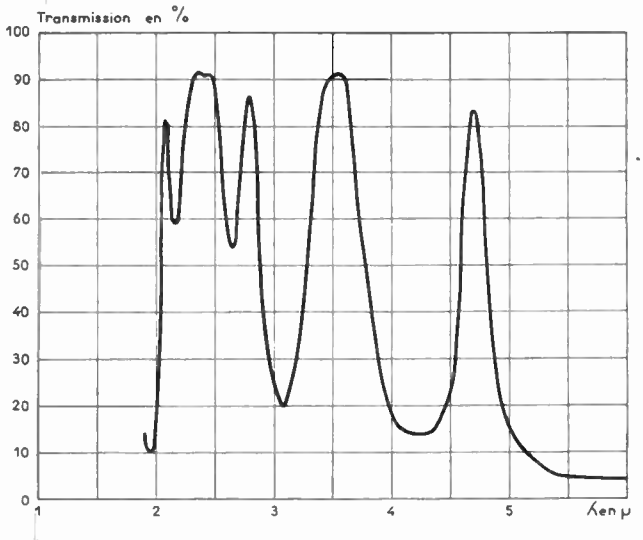


FIG. 9

L'exploitation d'un tel filtre nécessite l'atténuation des bandes passantes harmoniques que l'on voit sur la figure 9. Cette atténuation est obtenue en associant au filtre centré sur 4,7 μ des filtres interférentiels de même type, mais dont les longueurs d'onde d'accord sont centrées sur les minima de transmission des harmoniques du filtre fondamental. La figure 10 représente la transmission d'un tel ensemble.

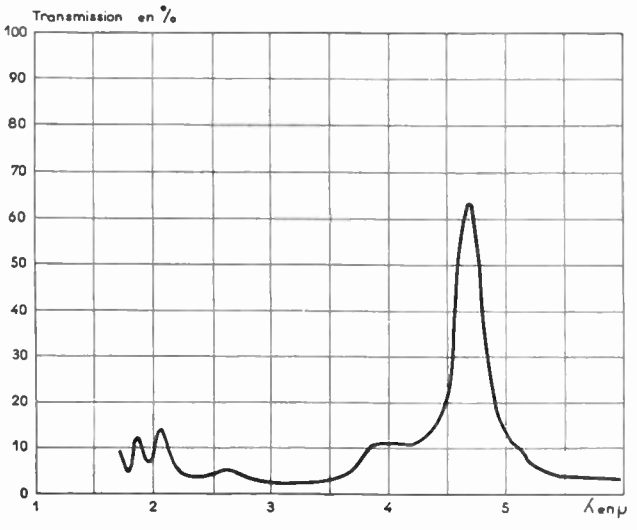


FIG. 10

L'atténuation de la transparence en dessous de 1,9 μ est obtenue en superposant à l'ensemble des filtres un disque de germanium dont la courbe de transmission est représentée en 1 sur la figure 11.

L'indice du germanium est très élevé ($n = 4{,}2$) de sorte que la transparence de ce matériau est inférieure à 60 %. Pour augmenter la transparence, on traite les deux faces du disque par un dépôt d'indice voisin de 2 et d'épaisseur optique en $\lambda/4$ qui joue le rôle de couche anti-reflet. La courbe 2 de la figure 11 représente la transmission d'un disque de germanium traité sur une face et la courbe 3, la transmission d'un

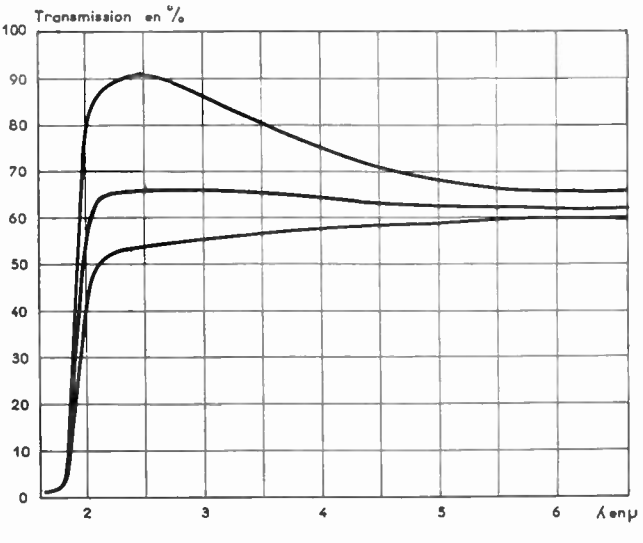


FIG. 11

disque de germanium traité sur les 2 faces pour $\lambda = 2{,}4\ \mu$, longueur d'onde pour laquelle la couche anti-reflet est quart d'onde.

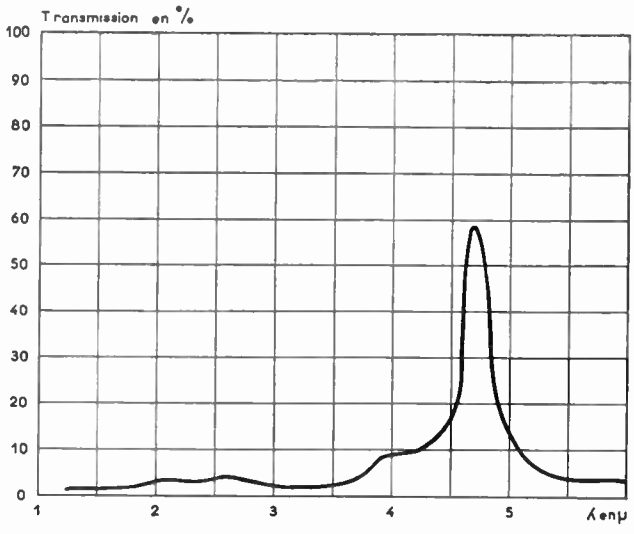


FIG. 12

La courbe de la figure 12 représente la transmission du filtre centré sur $\lambda_0 = 4{,}7\ \mu$ après atténuation de tous les harmoniques. La courbe de transmission du disque de germanium traité utilisé dans cette combinaison est représentée dans la figure 13.

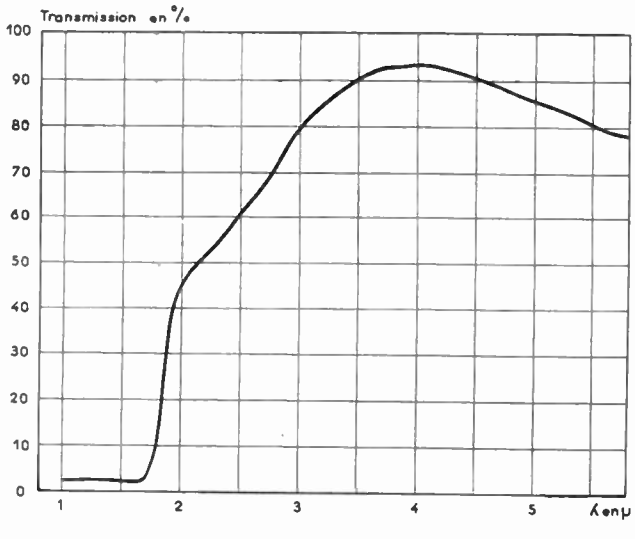


FIG. 13

b) FILTRES PASSE-HAUT EN LONGUEUR D'ONDE

Certains matériaux, tels que PbS, PbSe, PbTe, InSb, etc. peuvent, sous leur forme cristalline, constituer d'excellents filtres passe-haut (en longueur d'onde). Leur indice élevé toutefois oblige à un traitement anti-reflet de leurs faces. Par ailleurs, leur seuil de transparence est difficilement modifiable. On peut réaliser aussi des filtres passe-haut en longueur d'onde à partir de filtres interférentiels, du fait que ces filtres, comme indiqué dans l'exemple de la figure 5, sont transparents pour toutes les longueurs d'onde λ telles que $\lambda_0/\lambda < \frac{1}{2}$ environ.

Il reste ensuite à éliminer la bande passante et les bandes harmoniques du filtre passe-bande. Ceci se réalise de la même façon que celle indiquée au paragraphe précédent.

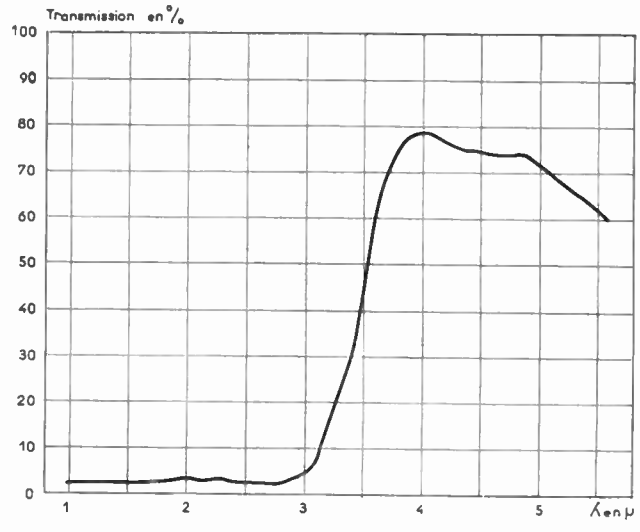


FIG. 14

La courbe de la figure 14 représente la transmission d'un filtre passe-haut en longueur d'onde constitué par un filtre interférentiel à grand contraste dont la première bande passante est centrée sur 2,25 μ, déposé sur du fluorure de lithium. Ce filtre est associé à un filtre anti-harmonique centré sur 2 μ et à un disque de germanium traité.

5. Appareillage expérimental

L'appareillage se compose essentiellement d'une cloche, reliée à un groupe de pompage, dans laquelle se font les évaporations et d'un dispositif de mesure des épaisseurs optiques des couches déposées.

a) ENCEINTE D'ÉVAPORATION

L'idée qui a guidé l'aménagement de la cloche a été de pouvoir faire plusieurs évaporations successives sans avoir à remettre l'enceinte à la pression atmosphérique.

L'appareillage réalisé est une variante de celui conçu par Ch. DUFOUR [4]. Il est constitué par une cloche cylindrique en acier d'un volume de 100 litres. A l'intérieur, nous disposons d'un barillet à 7 creusets, d'une tourelle porte-verres témoins, et du support de filtres avec ses volets d'obturation. La distance creuset-filtre est de 34 cm.

L'arrêt instantané de l'évaporation quand l'épaisseur voulue est obtenue, est réalisé par des volets qui viennent masquer le filtre, le déclenchement de ces volets est commandé par électro-aimant.

b) Dispositif de mesure

Le principe de la mesure des épaisseurs des couches consiste à envoyer un rayonnement monochromatique modulé, de longueur d'onde définie, sur la couche dont on veut mesurer l'épaisseur optique *ne*. L'énergie lumineuse est réfléchie par cette couche sur une cellule photo-résistante reliée à un amplificateur et à un enregistreur.

Si on dépose un matériau d'indice inférieur à celui du support, l'énergie reçue par la cellule passe par un minimum d'intensité pour $ne = \lambda/4$ et par un maximum pour $ne = \lambda/2$. Si le matériau a un indice supérieur à celui du support, on passe par un maximum pour $ne = \lambda/2$. On arrête la formation de la couche quand on atteint la valeur *ne* calculée. La tourelle porte-verres témoins et le support de filtres sont tangents à une sphère ayant l'évaporateur comme centre. La mesure de l'épaisseur de chacune des couches déposées se fait sur un verre témoin différent pour chaque dépôt. Nous avons contrôlé l'identité d'épaisseur entre les couches déposées sur les verres témoins et celles déposées sur les supports de filtres. Les filtres terminés sont mesurés sur un spectrographe Perkin-Elmer à double faisceau.

Conclusion

Les performances des filtres interférentiels dans l'infrarouge ne sont limitées que par la qualité des couches utilisées ainsi que des matériaux haut et bas indice qui les constituent. L'utilisation du tellure et du chlorure de sodium permet d'étendre la gamme utile de ces filtres jusqu'à 20 μ, l'utilisation de matériaux à indice de valeur élevée permet d'obtenir de grands contrastes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Moss T.S. — *Proc. Roy. Soc.*, 65, 385 B, 1952, p. 62 à 66.

[2] Hartig and Loferski. — *J.O.S.A.*, 44, 1, 1954, p. 17 à 18.

[3] Greenler R. — *J.O.S.A.*, 45, 10, 1955, p. 788 à 791.
Greenler R. — *J.O.S.A.*, 47, 2, 1957, p. 130 à 131.

[4] Dufour Ch. — *Ann. Phys.*, 6, 1951, p. 5 à 107.

[5] Abeles F. — *Rev. Opt.*, 28, 1949.

[6] Colloque sur les propriétés optiques des lames minces. *J. Phys.*, 11, 1950.

[7] Heavens, Ring et Smith. — *Spectrochimica Acta*, 10, 1957, p. 179 à 194.

[8] Dupeyrat. — *J. Phys.*, 19, 1958, p. 324.

[9] Goudet G. et Jassin H. — Théorie et pratique des multi pôles en hyperfréquences. *Onde Electrique*, avril 1950.

Ouvrages

Heavens. — Optical Properties of thin solid films. London. Butterworths Scientific Publications 1955.

Mayer. — Physik Dünner Schiehten. Wissenschaftliche. Verlagsgesellschaft M.B.H. Stuttgart.

LE SILICIUM DANS LES OPTIQUES INFRAROUGE

PAR

R. ARIES
Docteur ès Sciences
Chimel S.A., Genève

et

E. LABIN
Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique
Aéro, Paris

Le silicium (Si), matériau dur, cassant, ayant une apparence métallique est un élément de la 4e colonne du tableau périodique des éléments. C'est aussi la colonne des principaux semi-conducteurs simples : le carbone, le germanium (Ge), l'étain.

Le silicium est le second élément dans l'ordre d'abondance dans l'écorce terrestre dont il forme approximativement les 25 %. Etant donné qu'il est fortement réactif, le silicium ne se trouve jamais à l'état libre. Le silicium métallique a été préparé pour la première fois par Berzélius en 1823 mais les propriétés du silicium n'ont été étudiées d'une manière approfondie que ces dernières années, sous l'impulsion de la technologie des semi-conducteurs. Les principales propriétés et constantes physiques du silicium sont résumées dans le tableau I.

Tableau I

Propriétés du Silicium	
Valence	4
Nombre atomique	14
Poids atomique	28,09
Point de fusion	1 420 °C
Point d'ébullition	2 600 °C
Poids spécifique	2,42 à 20 °C
Coefficient de dilatation	7,63 . 15^6
Dureté (échelle Mho)	7,0
Constante diélectrique	11,7
Indice de réfraction	3,5
Bande d'énergie interdite	1,09 eV
Mobilité des électrons	1 400 cm²/volt.s
Mobilité des trous	440 cm²/volt.s

1. Infrarouge

Avant de décrire le rôle joué par le silicium en tant qu'élément des optiques de systèmes infrarouge, rappelons brièvement les propriétés essentielles du rayonnement infrarouge. On sait que l'on désigne par infrarouge la gamme des rayonnements électromagnétiques dont les longueurs d'ondes λ sont supérieures aux longueurs d'ondes visibles et inférieures aux longueurs d'ondes du spectre radio, c'est-à-dire aux longueurs d'ondes pour lesquelles on sait construire des générateurs cohérents.

D'après cette définition le spectre infrarouge s'étend aujourd'hui entre 0,8 μ et 1 000 μ ou 1 mm.

La partie inférieure du spectre pour :

$$0{,}8\ \mu < \lambda < 10\ \mu$$

s'appelle l'infrarouge proche et la partie supérieure pour :

$$10\ \mu < \lambda < 1\ 000\ \mu$$

s'appelle l'infrarouge lointain.

On sait que tout corps qui se trouve à une température de T degrés absolus rayonne de l'énergie électromagnétique proportionnelle à T^4 d'après la loi de Stefan et que la densité spectrale de l'énergie rayonnée par un corps parfaitement absorbant dit « corps noir » est donnée par la fameuse loi de Plank.

La densité spectrale d'un corps ordinaire qui n'est pas un « corps noir » reste semblable à la loi de Planck.

On sait que cette loi a un maximum qui se déplace vers les longueurs d'ondes courtes quand la température du corps augmente. A la température ambiante

ordinaire le maximum est à 10 μ ; à la température du filament d'une lampe d'éclairage le maximum est entre 1 et 2 μ.

On sait que la loi de Planck est basée sur la relation quantique fondamentale qui exprime que la radiation échange de l'énergie avec le milieu ambiant par paquets ou quanta ou photons dont la valeur est $h\nu$, où ν est la fréquence du rayonnement et h la constante de Planck.

Les détecteurs infrarouge ont fait dans ces dernières années des progrès importants qui permettent des applications militaires et civiles pour la détection d'objets dont la température s'écarte de quelque degrés seulement de la température ambiante.

Les progrès dans la détection resteraient stériles s'ils ne s'accompagnaient de progrès correspondants dans les systèmes optiques permettant de collecter l'énergie infrarouge.

2. Systèmes optiques infrarouge

La technique des systèmes optiques infrarouge diffère de celle des systèmes optiques ordinaires parce que la gamme infrarouge est beaucoup plus grande que la gamme visible et que de plus les photons ont beaucoup moins d'énergie.

La plupart des matériaux ont des bandes d'absorption importantes dans l'infrarouge. Certains pourtant sont transparents dans la plus grande partie du spectre. Le tableau II indique les gammes de transparence des principaux matériaux pour des échantillons épais et pour des fenêtres minces.

Les systèmes optiques à dioptres sont indispensables dans certain cas, il est donc important de pouvoir disposer de lentilles de bonnes qualités dans l'infrarouge.

TABLEAU II

Transmission des matériaux pour infra-rouge (limite de grande longueur d'onde)

	Echantillons épais	Fenêtres minces
Silicium	> 30 μ	—
Germanium	> 30 μ	—
Saphir	5,5 μ	—
Quartz	4,0 μ	4,5 μ
Verre Crown	2,5 μ	2,7 μ
Sel de roche	15 μ	25 μ
Bromure de potassium	38 μ	—
Fluorure de lithium	9 μ	—
KRS-5	35 μ	—
KRS-6	25 μ	30 μ
Bromure de caesium	36 μ	—
Trisulfure d'arsenic	11 μ	—
Periclase (MgO)	8,5 μ	9,5 μ

3. Absorption dans les semi-conducteurs

Un rayon incident d'intensité I_0 qui passe d'un milieu sans absorption dans un autre qu'il traverse de nouveau sans absorption donne lieu à un rayon réfléchi à la surface de séparation d'intensité I_r et à un rayon transmis d'intensité I_t tels que

$$I_r + I_t = I_o$$

ou

$$R + T = 1$$

Si l'on appelle $R = \frac{I_r}{I_o}$ le coefficient de réflexion et $T = \frac{I_t}{I_o}$ le coefficient de transmission.

Le coefficient de réflexion R dépend de l'indice de réfraction.

Pour un verre moyen $n = 1{,}53$ et $R = 0{,}044$

Pour le silicium $n = 3{,}5$ et $R = 0{,}3$

On voit que même pour un corps parfaitement transparent la transmission est limitée par la valeur de R.

Pour le silicium la transmission maxima ne peut pas dépasser 54 %.

On sait que l'on peut réduire R dans une gamme étroite de longueurs d'ondes en disposant sur la surface de séparation une couche mince d'épaisseur $\lambda/4$. Dans le spectre optique on accorde cette couche antiréfléchissante dans le vert ce qui donne aux verres ainsi traités une teinte pourpre correspondant aux réflexions qui subsistent dans le bleu et le rouge. Pour la gamme infrarouge on peut obtenir une transmission de près de 100 % à 3,5 μ avec une couche de monoxyde de silicum qui se transforme à l'air en une couche durable de bioxyde. La transmission sera alors de près de 90 % dans tout l'infrarouge proche.

L'absorption dans un semi conducteur peut être due à plusieurs causes.

1° Absorption intrinsèque ou fondamentale. Cette absorption est due au passage des électrons du niveau de l'énergie de valence au niveau de la bande de conduction grâce à l'énergie fournie par le rayonnement. Les électrons ne peuvent franchir la bande

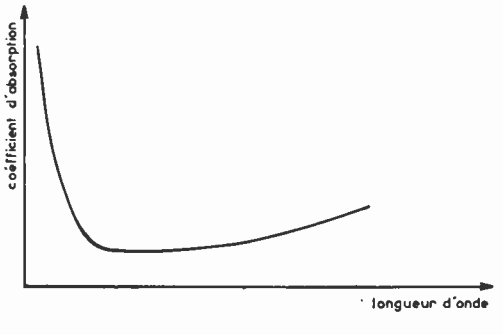


FIG. 1. — Absorption optique intrinsèque.

interdite que par bonds. L'énergie du photon absorbé doit donc être au moins égale à la différence des deux niveaux. Il en résulte une courbe d'absorption en fonction de λ qui a l'allure de la fig. 1. L'absorption croît fortement quand on réduit λ à partir d'une longueur d'onde critique. (Cette longueur d'onde constitue d'ailleurs une des meilleures mesures de l'écart des niveaux).

2° Absorption par les porteurs libres. C'est l'effet qui fait remonter la courbe de la fig. 1 vers les grandes valeurs de λ. Les métaux sauf en films très minces, sont opaques même à la lumière à cause du grand nombre de porteurs libres.

Pour réduire cet effet il faut réduire le nombre de porteurs libres (électrons ou trous). Dans un semi-conducteur cela veut dire qu'il faut employer des matériaux à grande résistivité.

3° Absorption par vibration du réseau cristallin. Les forces qui maintiennent la structure du réseau cristallin d'un corps sont complexes.

On comprend néanmoins que des vibrations des atomes autour de leurs positions d'équilibre peuvent s'établir pour certaines fréquences particulières. A ces fréquences correspondent des raies d'absorption très accusées dans le spectre infrarouge.

4° Absorption dues aux impuretés. La résistivité des semi-conducteurs est contrôlée par certaines impuretés qui fournissent des porteurs dont les niveaux d'énergie sont dans la bande interdite. Ces niveaux d'impuretés fournissent des électrons au niveau de conduction (corps type *n*) ou des trous au niveau de valence (corps type *p*).

Quand un atome d'impureté a fourni des porteurs libres il est ionisé.

Il faut beaucoup moins d'énergie pour ioniser des atomes d'impuretés que pour exciter des atomes à traverser la bande interdite.

En fait, l'énergie thermique à des températures assez faibles est suffisante pour ioniser les traces normalement utilisées pour doper le germanium ou le silicium.

L'effet d'une impureté ionisée est simplement de fournir des porteurs libres.

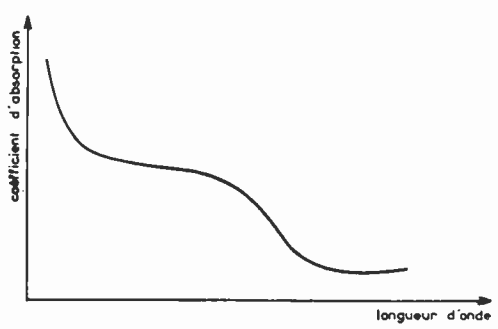


FIG. 2. — Absorption optique due aux impuretés.

Mais si le semi-conducteur est refroidi de façon que les atomes étrangers ne soient plus ionisés, ces atomes auront leur propre loi d'absorption correspondant au niveau d'énergie qu'ils occupent dans la bande interdite.

Le spectre d'absorption résultant est représenté fig. 2. L'effet des impuretés est de réduire l'absorption vers les λ élevées.

AVANTAGES DU SILICIUM

Les corps utilisés pour les optiques infrarouges doivent donc posséder les propriétés suivantes :

— avoir un coefficient de transmission élevé dans une gamme aussi étendue que possible,

— être mécaniquement solide et stable,

— résister à l'effet de l'atmosphère,

— être pur pour garder la forme qu'on lui a imposée.

Le silicium et le germanium satisfont à toutes ces spécifications.

La bande d'énergie interdite dans le germanium vaut 0,72 eV correspondant à une frontière de 1,8 μ dans le spectre d'absorption. Pour le silicium, ces valeurs sont respectivement 1,09 eV et 1,1 μ. La gamme de transparence est donc dans l'infrarouge.

Puisque le silicium et le germanium sont tous deux opaques pour la lumière visible, on n'a plus besoin de filtres pour éliminer dans certaines applications la lumière visible.

Le silicium a sur le germanium la supériorité de transmettre la gamme à partir de 1,1 μ au lieu de 1,8 μ. Dans beaucoup de cas, cela veut dire un gain d'énergie important. Cet avantage est particulièrement accusé au fur et à mesure que la température s'élève.

4. Silicium Chimel pour optiques infrarouge

La Société CHIMEL et ses licenciés produisent des lingots de silicium de très haute qualité pour la fabrication d'éléments d'optiques infrarouge, notamment des cristaux de grand diamètre.

Le silicium pour éléments d'optique n'a pas besoin d'être d'un degré de pureté comparable à celui nécessaire pour les transistors. L'écart entre le coefficient de transmission réel et le maximum théorique (limité par réflexion) est négligeable dès que la résistivité dépasse 0,5 ohm. cm. C'est là une condition favorable car le prix du silicium purifié pour des résistivités beaucoup plus grandes croît rapidement.

Les cristaux CHIMEL pour l'infrarouge sont obtenus par une technique de croissance spéciale qui permet d'atteindre des résistivités très uniformes, mêmes pour des cristaux de grand diamètre en partant de cristaux élémentaires dont la résistivité est de l'ordre de 2 à 30 ohm. cm.

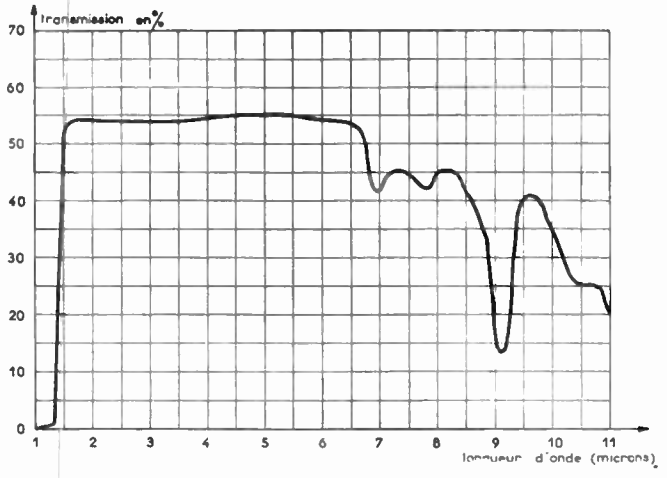


FIG. 3. — Courbe de transmission. Silicium CHIMEL type *n*, qualité 1 (dopé ; 0,5 ohm.cm).

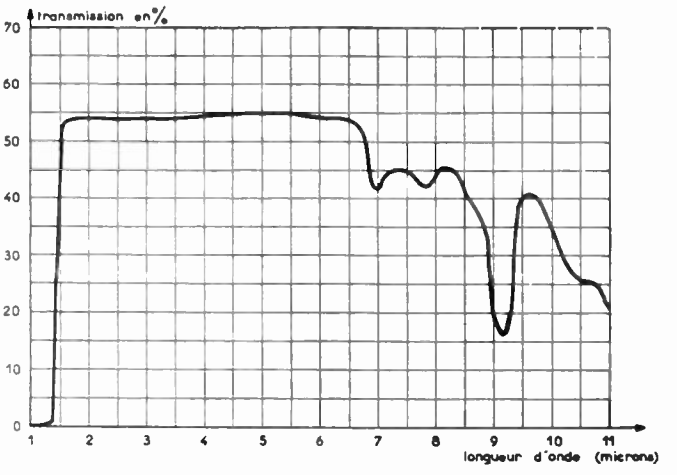


FIG. 4. — Courbe de transmission. Silicium CHIMEL type *n*, qualité 1 (85-100 ohm.cm).

Les figures 3 et 4 montrent les coefficients de transmission de silicium, type *n*, dont les résistivités sont très différentes. Ces figures, ainsi que la figure 5 représentent des mesures typiques sur des échantillons de production courante. Les deux courbes sont pratiquement identiques. La pointe à 9 μ est caractéristique de la réaction entre l'oxygène et le silicium. De la valeur de transmission à 9 μ des laboratoires indépendants ont conclu à la présence d'oxygène dans le silicium dans la proportion de 10^{17} par cm^3.

La figure 5 est basée sur des mesures faites sur des échantillons type *p* et *n*, de résistivités à peu près égales. La transmission des types *p* est beaucoup moins bonne que celle des types *n*. La différence est systématique ; elle est due à la différence de mobilité et de masse entre trous et électrons.

En principe, les propriétés optiques diffèrent peu entre les mono ou les polycristaux. Mais les polycristaux présentent beaucoup plus souvent des défauts tels que tensions internes, craquelures, porosités. Ces défauts affectent la résistance mécanique et la stabilité.

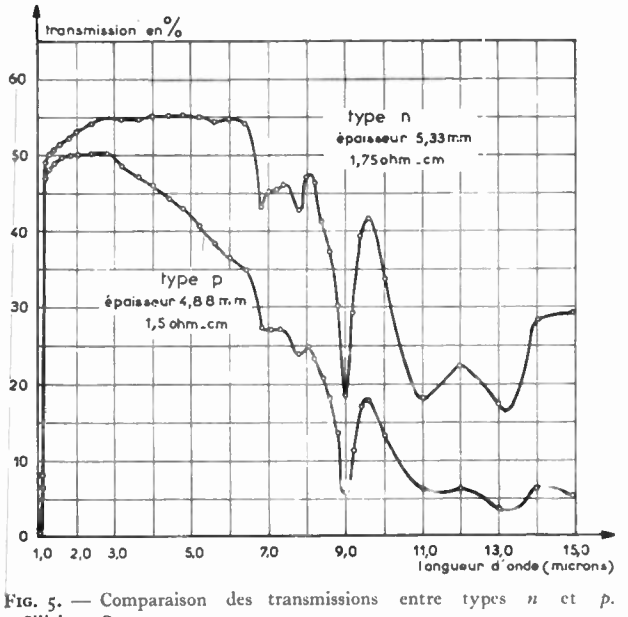


FIG. 5. — Comparaison des transmissions entre types *n* et *p*. Silicium CHIMEL.

Les cristaux optiques CHIMEL sont des monocristaux, sauf pour les dimensions les plus grandes. La conception des fours permet de contrôler avec précision, non seulement la fusion, mais aussi le taux de refroidissement des cristaux en évolution.

Même pour les grands lingots polycristallins, le matériau est suffisamment recuit, de sorte que les défauts mécaniques n'ont pas été observés dans les éléments fabriqués.

Des essais impressionnants ont été conduits à ce sujet par des laboratoires indépendants. Ils ont montré que des fenêtres de silicium ont supporté des niveaux de bruits acoustiques fluctuant jusqu'à 150 dB pendant 10 minutes, sans que l'image en soit affectée, ou que la fenêtre ait subi une détérioration physique quelconque.

Des fenêtres de fabrication différente n'ont pas pu supporter dans les mêmes conditions des niveaux de bruit supérieurs à 110 dB à cause de nombreuses porosités distribuées dans la masse.

L'absence presque totale de porosités dans le silicium CHIMEL est un grand avantage pour les opticiens qui n'ont pas à craindre les défauts superficiels. On a beaucoup discuté de la possibilité d'utiliser du silicium moulé. Les difficultés pratiques sont grandes, dues au rétrécissement considérable du silicium en se refroidissant. Même si les difficultés initiales étaient surmontées par des procédés appropriés tels par exemple que le recuit, la production régulière de pièces moulées serait soumise aux risques de fêlures thermiques.

Peut-être un jour pourra-t-on résoudre les problèmes soulevés par le silicium moulé. En attendant, les procédés par croissance des cristaux sont les seuls valables. Ces procédés conduisent à un produit excellent dont les applications sont nombreuses.

On sait que les redresseurs, transistors, diodes consomment déjà des quantités importantes de silicium. Cette consommation doublera presque tous les ans dans les prochaines années.

L'application aux optiques infrarouge, quoique peu connue à présent, est destinée à s'étendre elle aussi considérablement dans un très proche avenir.

APPLICATION DES PROCÉDÉS DE PHOTOGRAVURE AU DÉPOT DE CONTACTS MÉTALLIQUES SUR LES SEMI-CONDUCTEURS

PAR

P. MICHELET
Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

et

J. VAREINE
Kodak - Pathé

1. Introduction

Les procédés de photogravure constituent actuellement un moyen d'usinage à des dimensions plus réduites que par des outils mécaniques. Ces procédés trouvent une application dans la technologie des semi-conducteurs, où l'on doit délimiter des éléments de surface dont les plus grandes dimensions sont parfois de l'ordre de 0,1 mm : gravure effectuée sur des pièces utilisées dans la préparation d'éléments semi-conducteurs, gravure effectuée sur la surface même des semi-conducteurs. Comme exemple du 1er cas, citons l'usinage d'écrans métalliques utilisés pour déposer, en des emplacements parfaitement définis, soit des éléments donneurs ou accepteurs, soit des métaux susceptibles d'assurer un contact électrique. L'usinage de ces écrans se rapproche des procédés habituels de la photogravure, nous n'en donnerons pas ici de détails particuliers. Par contre, la gravure effectuée sur la surface même des semi-conducteurs soulève certaines difficultés : nous examinerons ci-après la photogravure de plaquettes de silicium oxydé. Ce qui suit se rapporte en fait à des transistrons au silicium, obtenus par diffusions d'impuretés en phase gazeuse [1] :

Les procédés de photogravure permettent en particulier de faire apparaître, sur la surface d'une plaquette de silicium oxydé, des emplacements de silicium nu, pour ensuite soit y effectuer la diffusion d'une impureté qui ne traverse pas une couche d'oxyde, soit y déposer un contact métallique.

Ces méthodes ont déjà fait l'objet de publications [2] [3] [5] : les détails technologiques qui y sont mentionnés se rapportent à l'Eastman's Photo Resist (KPR). Les indications données ci-après concernent plus particulièrement l'utilisation du Kodak Resifax produit légèrement différent, dont le mode d'emploi diffère de celui du KPR.

2. Rappel des techniques de photogravure

Les techniques de photogravure sont appliquées industriellement surtout pour la fabrication de clichés typographiques gravés. Mais, depuis quelques années, on fait appel à ces techniques dans d'autres industries, notamment pour la production par voie chimique de creux et relief. Il s'agit, dans tous les cas, de constituer sur un corps, en général du métal, une réserve suivant un dessin déterminé qui protégera le corps à certains endroits pour permettre l'action chimique localisée dans les endroits non protégés. Cette réserve est obtenue par voie photographique, l'action chimique est souvent une gravure, d'où le terme photogravure.

La réserve est une couche qui se durcit par exposition à la lumière, les parties n'ayant pas reçu la lumière étant solubles dans un développateur approprié.

L'exposition à la lumière se fait sous un cache obtenu lui-même par voie photographique.

Le cache photographique

L'exposition lumineuse se fait au travers d'un cache reproduisant en transparent les parties où l'on veut constituer une réserve de protection sur la pièce.

Ce cache a pour but de laisser passer la lumière à certains endroits et de la retenir complètement à d'autres endroits, c'est-à-dire qu'un tel cache devra être transparent dans les parties où ultérieurement on ne veut pas que l'action chimique ait lieu, et devra être très dense de façon à éviter tout passage de lumière dans les parties du corps qui devront subir l'action chimique.

On l'exécute habituellement d'après un dessin établi à grande échelle afin que l'exécution en soit plus facile ; cet original est un dessin au trait représentant soit la partie où l'action chimique ne doit pas avoir lieu, soit la partie où l'action chimique doit avoir lieu.

Dans le premier cas, on photographiera l'original pour obtenir un négatif qui sera utilisé pour la copie sur le corps sensibilisé.

Dans le deuxième cas, on tirera en contact une image positive d'après le négatif, c'est ce positif qui sera utilisé pour la copie sur le corps sensibilisé.

Les appareils photographiques utilisés pour cette opération doivent être précis, notamment le plan porte-original, et le plan porte-film doivent être rigoureusement parallèles. De même, l'objectif devra être convenablement corrigé pour éviter les distorsions.

L'opération photographique est très simple, puisqu'il s'agit comme pour tout film d'exposer, développer, fixer, rincer, et sécher, mais pourtant si l'on désire un certain degré de précision on ne pourra l'obtenir qu'en se conformant strictement aux recommandations du fabricant de surfaces sensibles.

Lorsque le cache à obtenir est de grand format, on peut utiliser un banc de reproduction tel que ceux qui équipent les photograveurs. Lorsque le format est très petit, on peut utiliser un dispositif pour la photographie de documents, tel que ceux qui sont fournis avec les chambres et appareils professionnels de moyen et petit formats.

Dans tous les cas, l'appareil devra être équipé d'un dispositif précis pour maintenir le film plan pendant la pose : soit une plaque à vide, soit, ce qui est plus facile, une plaque munie d'adhésif Kodaflat. Cet adhésif, vendu en bouteille, est étendu sur une plaque de verre ou de métal. Après séchage, la plaque peut recevoir un film. L'ensemble est mis dans l'appareil, comme s'il s'agissait d'une plaque de verre. Après exposition, le film est décollé par simple traction et traité. La même plaque adhésive peut servir pendant plusieurs mois.

Les films sensibles utilisés pour la fabrication des caches sont spéciaux. Ils doivent donner une couverture de densité maximum, et doivent être limpides dans les parties sans densité. Les traits reproduits doivent être nets sur les bords et la reproduction doit être fidèle en ce qui concerne les détails fins à reproduire (angles aigus, traits rapprochés largeur des traits, etc.). Afin de faciliter le contact au moment de la copie, ces films devront être choisis minces.

Les films Kodalith type 3 et le révélateur Kodalith donnent la qualité recherchée.

Ces films sont lents et demandent un éclairage puissant, par exemple des lampes de 200 W ou des lampes survoltées.

Après la pose, le développement s'opère dans une chambre noire. On utilise pour s'éclairer une lanterne munie d'un écran rouge Kodak I A laissant passer largement la lumière, ce qui rend les opérations plus faciles.

On développe 3 à 4 minutes, puis l'on fixe dans un bain de fixage acide. On rince à l'eau courante 1/4 d'heure minimum et l'on sèche.

Si l'on désire un maximum de définition, on peut utiliser un révélateur à grain très fin tel que le Kodak Microdol, mais dans ce cas la netteté des éléments du cache sera moins bonne, ce qui aura l'inconvénient de demander une pose précise à la copie.

Avec un appareil équipé de 4 lampes de 250 W placées à une distance de 50 cm du dessin à reproduire, avec une réduction de 4 fois, le temps de pose sera de l'ordre de 12 secondes à f/22.

Couches sensibles a la lumière

Une couche sensible à la lumière fournie sous forme liquide est appliquée sur le corps à sensibiliser en vue de constituer la réserve. On utilisait encore récemment pour ce genre de travail des colloïdes bichromatés, mais, pour des raisons de commodité, de précision et de résistance aux actions chimiques, la préférence va maintenant aux résines photosensibles, qui sont des corps synthétiques, photosensibles en eux-mêmes, qui sont spécialement étudiés pour ces applications.

Le produit, dont on précisera plus loin les conditions particulières d'emploi sur du silicium, est le produit français Kodak Resifax ; c'est un corps qui, une fois étendu en couche mince et exposé, se polymérise aux endroits ayant reçu la lumière et de ce fait devient localement insoluble aux solvants organiques. Une fois exposée sous un cache, dépouillée et séchée, la réserve est extrêmement résistante aux actions chimiques, en particulier aux acides. Le Kodak-Resifax, mis au point aux Usines Kodak-Pathé à Vincennes, appartient à la famille du Kodak-Photo-Resist fabriqué par Esatman-Kodak à Rochester (USA). Le Resifax est une résine synthétique photosensible qui se développe au solvant organique tel que le trichloréthylène ; sa sensibilité à la lumière est plus élevée que celle du Kodak-Photo-Resist. Par contre l'une comme l'autre peuvent être manipulées à la lumière des lampes à incandescence.

L'étendage de cette couche peut se faire de différentes façons, mais la plus pratique est certainement par trempage.

Il est assez facile d'obtenir des couches d'épaisseurs régulières d'une pièce à l'autre. Les produits

sont fournis à la dilution voulue de façon à obtenir des couches suffisamment minces qui permettront de reproduire avec précision le cache photographique.

Exposition sous le cache photographique

Une fois la pièce sensibilisée et séchée, elle est appliquée en contact avec le film photographique, le côté du film où se trouve l'image photographique devra être appliqué en contact avec la partie sensibilisée de la pièce de façon à éviter toute diffusion.

Pour la plupart des travaux un contact mécanique suffit ; pour des travaux précis et surtout lorsque la dimension est assez importante, il devient préférable d'utiliser un contact pneumatique tel que celui qui est fourni par un châssis à vide, du type utilisé en photogravure d'imprimerie.

Ces couches sont surtout sensibles à l'ultra-violet ; il est de ce fait préférable d'exécuter la pose sous une lampe ou un tube à vapeurs de mercure. Bien que la latitude de pose soit très grande, une pose insuffisante ou une pose exagérée pourrait affecter l'adhérence.

Une fois cette pose terminée le corps est développé par immersion dans un solvant approprié qui élimine les parties n'ayant pas reçu la lumière. On peut teindre la réserve pour la rendre apparente. Après séchage la pièce est prête à recevoir l'action chimique envisagée.

S'il y a lieu de protéger les autres faces, on appliquera soit par trempage, soit à l'aide d'un pinceau, le Kodak-Resifax sur les autres côtés, puis l'on soumettra la pièce à la lumière de façon à durcir cette application.

Lorsque l'on désire contrôler la précision, on peut employer le système que nous indiquons ci-dessous :

On photographie avec le dessin original une pige représentant un triangle blanc sur fond noir (ou noir sur fond blanc selon le cas) dont la base est égale à au moins 10 fois la hauteur. On porte le long de la base des repères qui permettront en fin d'opération de contrôler ce que le triangle a perdu sur son angle aigu. Plus le triangle s'est raccourci, moins la précision sera grande, et plus il faudra surveiller le processus photographique.

3. Application à l'élimination d'une couche d'oxyde superficielle

Les plaquettes de silicium que l'on désire traiter au Kodak-Resifax ont une surface polie et oxydée. Le poli est un poli spéculaire obtenu par frottement sur différentes surfaces planes recouvertes d'abrasifs de granulation de plus en plus fine, suivant les procédés connus des opticiens ; ce poli est indispensable à la planéité de la pénétration des impuretés diffusées. L'épaisseur de la couche d'oxyde superficiel dépend de la protection que l'on veut obtenir au cours des opérations de diffusions sélectives ; suivant les cas, cette épaisseur peut être de 0,2 à 0,5 μ.

Remarquons enfin que la résistance aux acides de cette couche d'oxyde est nettement plus grande que celle des placages métalliques couramment utilisés dans les techniques de connexions imprimées.

Ce sont là trois facteurs qui sont sources de difficultés particulières : le poli et la couche superficielle d'oxyde ne sont pas propres à faciliter l'adhérence ; la dissolution de cette couche d'oxyde exige une attaque acide plus violente et par suite une protection des parties recouvertes de Kodak-Resifax plus efficace que dans les applications courantes.

La petitesse des dimensions mises en jeu ajoute une difficulté supplémentaire.

Les plaquettes de silicium sont d'abord soigneusement dégraissées par nettoyage au trichloréthylène et séchées.

On procède ensuite au couchage de la solution de Kodak-Resifax mélangée au diluant Kodak-Resifax. Dans le cas présent, on mélange, en volumes égaux, la solution Kodak-Resifax et le diluant Kodak-Resifax, puis on filtre de manière à obtenir un mélange parfaitement limpide.

L'adhérence du produit, la netteté des profils et son effet protecteur dépendent des proportions de la solution et du diluant dans ce mélange. Augmenter la proportion de diluant d'une part améliore l'adhérence et, d'autre part, permet de coucher le produit en épaisseur plus mince, ce qui est favorable à la netteté des profils obtenus. Par contre, cela réduit l'efficacité de la protection aux acides. La proportion en volumes égaux donne un bon compromis entre ces conditions contradictoires.

La plaquette de silicium est simplement trempée dans cette solution, puis retirée ; le surplus de liquide est éliminé en posant le bord de la plaque sur du papier filtre.

On commence le séchage du produit par projection d'air forcé, à la température ordinaire, en prenant garde de ne provoquer aucune surépaisseur et en évitant soigneusement les poussières. Lorsque la solution adhère parfaitement, on termine le séchage à l'air chaud, à 80 °C, pendant 10 minutes environ.

Exposition lumineuse photographique

Celle-ci s'effectue comme il est indiqué au paragraphe " Exposition sous le cache photographique".

Remarquons que si l'on utilise un contact mécanique, non seulement la précision est moindre que si l'on utilise un contact pneumatique, mais, de plus, le temps de pose est plus critique : si l'exposition est insuffisante, la couche sensibilisée s'attaque aux acides (mauvaise adhérence) ; si l'exposition est trop longue, les couches placées sous les parties noires du cliché commencent à se sensibiliser, le profil obtenu n'est pas net.

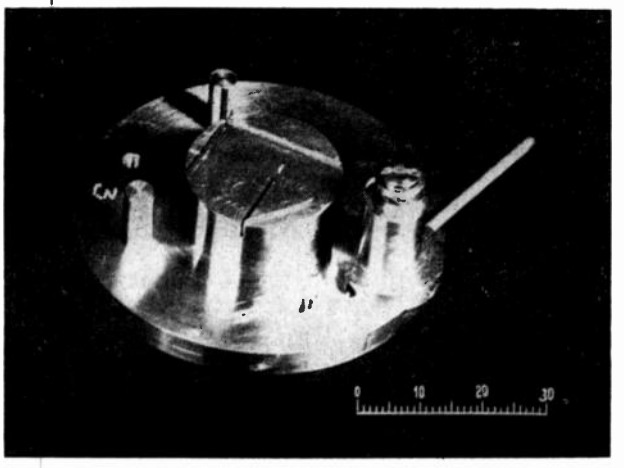


FIG. 1

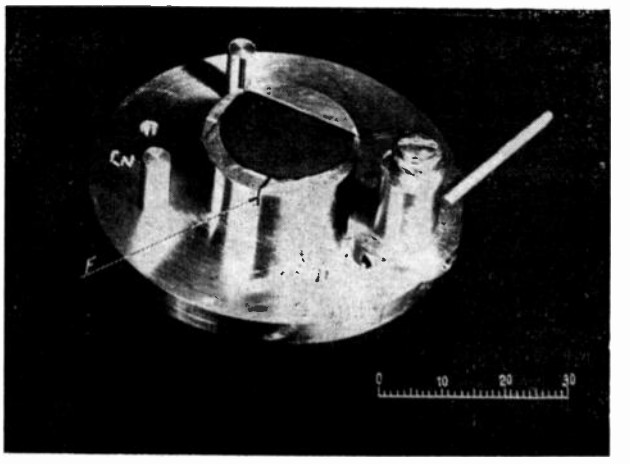


FIG. 2

DÉTAILS DE L'OPÉRATION D'EXPOSITION

Le montage porte silicium, de forme cylindrique, de diamètre 25 mm, est usiné suivant le dessin ci-après (figure 1). Chaque plaquette de silicium de 15 à 20 mm de diamètre et de 350 à 400 μ d'épaisseur comporte un pan coupé rectiligne de 10 mm environ. Le positionnement de chaque plaquette est donc parfaitement défini, comme l'indique la figure 2, un ressort en molybdène de diamètre : 0,3 engagé dans la fente F appuyant la plaquette suivant les flèches.

Le montage porte cliché, de diamètre intérieur $25\ ^{+\ 0}_{+\ 0,02}$ mm (figure 3) permet d'appuyer l'épreuve photographique P sur la plaquette à photograver, un ergot de centrage E servant à obtenir toujours le même positionnement dans des opérations successives de photogravure.

L'épreuve photographique étant serrée, tendue, entre les pièces vissées 3 a et 3 b, il n'est pas nécessaire, vu les dimensions des épreuves, d'opérer sous châssis pneumatique. Si la nécessité se fait sentir d'opérer de cette dernière manière, un montage sous vide, basé sur le principe précédent, est prévu.

L'expérience a montré que l'emploi d'une lampe flood 150 W — Ge El. C° permettait une assez grande latitude de pose.

Distance : 35 cm.

Durée : 3 minutes.

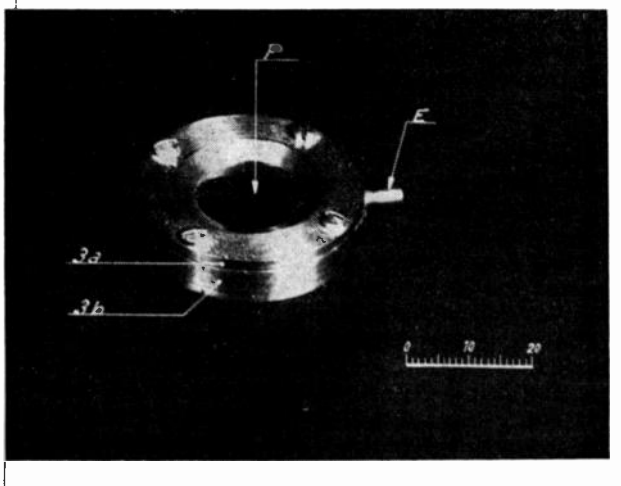


FIG. 3

DÉVELOPPEMENT

La dissolution des parties non exposées se fait par un jet de trichloréthylène.

L'adhérence du Kodak-Resifax ainsi obtenue est cependant insuffisante : il est nécessaire de cuire pendant au moins 10 minutes à température de 120-130°.

La plaque de silicium oxydé est alors prête pour être traitée par une solution à base d'acide fluorhydrique qui dissout la couche d'oxyde, là où il n'y a pas protection au Kodak-Resifax.

NETTOYAGE FINAL

On plonge la plaquette de silicium dans un mélange de diluant Kodak-Resifax et de trichloréthylène porté à l'ébullition.

PRÉCISION DE LA GRAVURE

Dans les cas qui nous intéressent ici, la précision à obtenir correspond aux plus petites dimensions sur lesquelles on sache attacher une connexion : l'emploi de la thermocompression [4] permet de fixer un fil sur une surface rectangulaire dont le petit côté est de l'ordre de 2 fois le diamètre du fil, le grand côté de l'ordre de 4 fois ce diamètre, soit, pour un fil de 25 μ :

$$50\ \mu \times 100\ \mu$$

Pratiquement, du point de vue photogravure, les

facteurs qui limitent la réduction des dimensions sont :

— le grain photographique,

— l'épaisseur du Kodak-Resifax, qui dépend elle-même de la proportion Solution/Diluant, cette épaisseur est imposée par la protection recherchée contre l'attaque acide ; d'autre part, la proportion Solution/Diluant est déjà définie par l'adhérence recherchée.

Les dimensions indiquées ci-dessus sont de celles que l'on peut pratiquement obtenir, sous réserve de se conformer aux recommandations précédentes concernant la qualité du film photographique et les méthodes de réalisation des caches, la proportion du mélange Solution/Diluant de Kodak-Resifax.

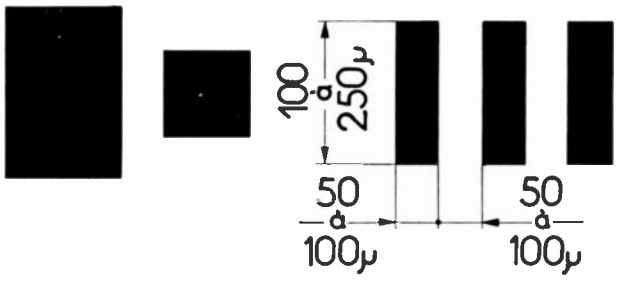


FIG. 4

FIG. 5

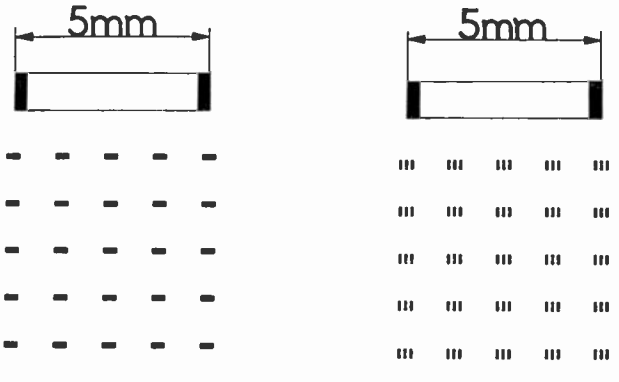


FIG. 5 bis

Les figures 4, 5 et 5 bis représentent des clichés photographiques pratiquement utilisés actuellement pour :

— l'élimination d'oxyde pour diffusion sélective ;

— le dégagement du silicium pour dépôt de contact métallique.

Conclusions

Le présent rapport a pour objet de montrer l'importance des procédés de photogravure dans la technique des semi-conducteurs ; la recherche de structures pouvant fonctionner à des fréquences de plus en plus élevées conduit à des éléments de plus en plus petits, qu'il devient difficile d'usiner par des moyens mécaniques : la précision des procédés optiques, jointe à l'efficacité de certains agents chimiques, constitue une méthode de travail adaptée à cette nouvelle technique ; elle permet de réaliser, soit des éléments d'outillage, soit l'usinage de la surface même du semi-conducteur ; c'est un exemple de ce dernier cas que l'on a développé ici.

BIBLIOGRAPHIE

[1] FROSCH et DERICK. Surface protection and selective masking during diffusion in Silicon. *Journal of Electrochemical Society*, September 1957.

[2] ANDRUS J. et BOND W.L. Photoengraving in transistor fabrication. *Transistor Technology* III, p. 151-162.

[3] NALL et LATHROP. Transistor are made by photolithography. *Electronics*, 14 Février 1958.

Abstract Spring Meeting Electrochemical Society, May 1958.

International Conference on Solid State Physic. Bruxelles, Juin 1958.

[4] ANDERSON O.L., CHRISTENSEN H., ANDREATCH P. Technique for connecting electrical leads to semi-conductors. *Journal of Applied Physics*, Août 1957, p. 923.

Thermo-compression bonding. *Bell Laboratories Record*. Septembre 1957, p. 336. Novembre 1957, p. 401. Avril 1958, p. 127

[5] LIIMATAINEN T.M. Recent Advances in the application of photolithographic techniques to semi-conductor devices and microminiaturization. *International Convention on Transistors*. Londres. Mai 1959.

LES TRANSFORMATEURS D'IMAGES
APPLICATIONS EN PHOTOGRAPHIES ULTRA-RAPIDES

PAR

R. GALINARO

Ingénieur-Docteur

Ingénieur Radio ESE et EEIM

Laboratoire d'Electronique de l'Institut du Radium

Introduction

Le tube transformateur d'images se compose de trois parties essentielles (fig. 1) :

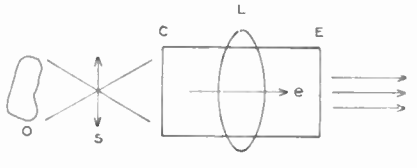


FIG. 1

1° Une photo cathode C sensible au rayonnement que l'on veut déceler (infra-rouge, visible, ultra-violet), sur la surface de laquelle un système optique S forme l'image de l'objet O à observer. Chaque point de la photo-cathode émet un nombre d'électrons sensiblement proportionnel à l'éclairement reçu en ce point.

2° Une optique électronique L, permettant de former « l'image électronique » de la cathode sur l'écran fluorescent E porté à un potentiel élevé par rapport à la cathode.

3° L'écran fluorescent qui, excité par les électrons incidents, reconstitue en général en lumière visible une « image transformée » de l'objet que l'on peut observer soit directement, soit au moyen d'une loupe, ou enregistrer sur une pellicule photographique.

Les applications du transformateur d'images sont nombreuses :

— Observation nocturne de scènes illuminées par un projecteur infrarouge (nombreuses applications militaires).

— Observation d'objets rayonnant en lumière infrarouge (télescope électronique).

— Emploi comme amplificateur de rayonnement (renforcement d'images radioscopiques).

Une application récente est celle qui consiste à lui faire jouer le rôle d'un obturateur photographique extrêmement rapide.

Nous avons réalisé un appareillage permettant de prendre des photographies instantanées avec un temps d'exposition aussi court que 10^{-7} s.

Le but de cet article est de décrire et de commenter le fonctionnement de cet appareil.

1. Le tube transformateur d'images. Généralités

Les deux qualités essentielles du tube sont :

— sa sensibilité,

— son pouvoir de résolution.

Toutefois, le tube destiné à jouer le rôle d'obturateur diffère sensiblement du tube fonctionnant « en continu ».

1.1. Sensibilité du tube

La sensibilité spectrale du tube dépend de la nature de la photo-cathode. La sensibilité du tube fonctionnant en continu peut se définir comme l'éclairement minimum de la photo-cathode nécessaire pour donner sur l'écran une image perceptible à l'œil. Elle dépend :

— de la sensibilité de la photo-cathode et des courants parasites qu'elle engendre,

— du rendement de l'écran fluorescent, de la tension d'accélération, du grandissement optique du tube.

1.1.1. *La photo-cathode*

Les couches les plus sensibles pour l'observation en infrarouge sont des couches de cæsium-oxyde d'argent. Leur sensibilité est de l'ordre de 10^{-2} A/W dans le proche infrarouge (fig. 2).

Les couches utilisées dans le visible sont des couches de cæsium antimoine. Leur sensibilité est de l'ordre de 5.10^{-3} A/W (50 μA/lu) (fig. 2).

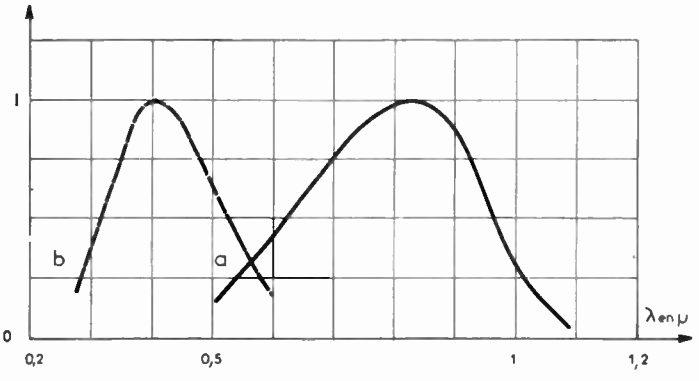


FIG. 2. — Courbes relatives de sensibilité de la photo-cathode en fonction de la longueur d'onde :

a, oxyde d'argent cæsium ;

b, cæsium-antimoine.

La partie utile de la photo-cathode doit être très mince (semi-transparente) afin que la lumière puisse atteindre la surface intérieure d'où sont issus les photo-électrons.

Ces électrons doivent être restitués par l'alimentation de tension et la photo-cathode est parcourue par un courant superficiel (fig. 3).

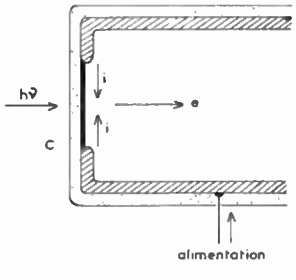


FIG. 3

La sensibilité du tube est limitée par l'émission électronique parasite de la photo-cathode (courant d'obscurité). En effet, ce courant produit un éclairement parasite sur l'écran, qui diminue les contrastes rendant difficiles à observer les objets faiblement éclairés.

Ce courant est dû à :

— l'émission thermique d'électrons de la cathode qui obéit à la loi de Richardson

$$i = a\,T^2 \exp\left(-\frac{b}{T}\right)$$

$$1 \neq 10^{-12}\ \text{A/cm}^2 \text{ à } 20^\circ$$

dans laquelle T est la température absolue, a et b des constantes.

— l'émission d'électrons sous l'action du champ électrique $\mathcal{E}$ à la surface de la photo-cathode, qui obéit sensiblement à la loi :

$$i = A\,\mathcal{E}^2 \exp\left(-\frac{B}{\mathcal{E}}\right)$$

où A et B sont des constantes.

On réduit au maximum ces courants parasites en refroidissant la photocathode lorsque cela est possible, et en donnant au champ $\mathcal{E}$ une valeur faible (1 000 V/cm au maximum), grâce à une configuration appropriée de l'optique électronique, qui ne diminue pas nécessairement l'accélération totale des électrons (système triode en particulier).

Grâce à ces précautions, le courant d'obscurité est alors de l'ordre de 10^{-14} A/cm², ce qui produit sur l'écran un éclairement voisin de la sensibilité limite de l'œil.

Dans l'emploi du tube comme obturateur photographique ultra-rapide, la photo-cathode doit être de faible résistance superficielle, de manière à pouvoir émettre des courants importants (plusieurs milliampères) nécessaires à un noircissement suffisant du film enregistreur. La réalisation de cette condition aboutit en général à une diminution de la sensibilité de la photo-cathode (de la moitié environ) [5].

1.1.2. *L'écran fluorescent*

De l'écran fluorescent dépend la luminance et dans une certaine mesure la définition de l'image transformée.

L'écran doit avoir un haut rendement lumineux, et une très fine granulation de la substance.

La luminance B en chaque point est proportionnelle à la densité j du courant incident correspondant, et si V est la tension d'accélération, on a :

$$B = B_0\, j\, (V - V_0)^\alpha \qquad (1)$$

où V_0 est la tension de seuil et α un coefficient voisin de 2 pour $V \neq 20$ kV [4].

Expérimentalement on constate que la luminance en chaque point image de l'écran est proportionnelle à l'éclairement du point objet correspondant de la photo-cathode (à condition que celui-ci ne soit pas

trop élevé et ne sature pas la photo-cathode), et qu'elle varie en sens inverse du carré du grandissement optique du tube.

La luminance dépend aussi de l'épaisseur de l'écran fluorescent (fig. 4), passant par un maximum lorsque celle-ci est égale à la profondeur de pénétration des électrons (1/100 mm à $V = 20$ kV).

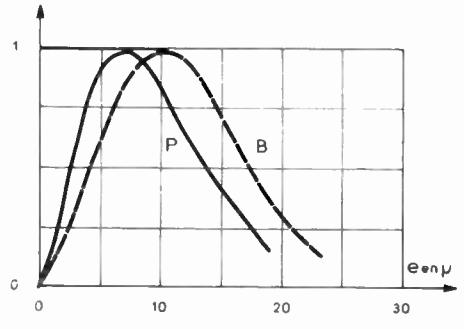


FIG. 4. — Courbes relatives donnant le pouvoir de résolution P et la luminance B de l'écran en fonction de son épaisseur ($V = 20$ kV).

Il semble donc intéressant (formule 1) d'accroître la tension d'accélération V et simultanément l'épaisseur de l'écran, mais on constate alors que le pouvoir de résolution de l'écran diminue et il faut s'en tenir à un compromis acceptable.

Les meilleurs appareils à l'heure actuelle donnent un gain de luminance $\left(\frac{\text{luminance écran}}{\text{luminance objet}}\right)$ de 10 à 15 au maximum, pour un grandissement en général inférieur à 1 (de l'ordre de 0,6).

Les substances utilisées (fig. 5), de faible rémanence (de l'ordre de 10 μs) sont :

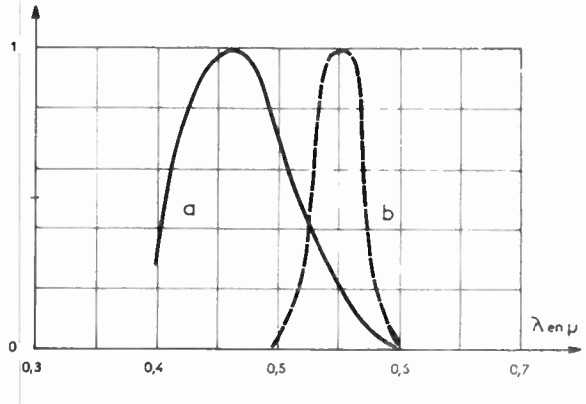


FIG. 5. — Répartition spectrale de l'énergie rayonnée par l'écran :
a) écran au sulfure de zinc,
b) écran au silicate de zinc.

— le mélange de sulfure de zinc et de nickel,

— le silicate de zinc.

La granulation est de 1 à 2 μ, et le rendement de cet écran $\left(\frac{\text{énergie rayonnée}}{\text{énergie des électrons}}\right)$ est de quelques %.

Dans l'emploi du tube comme obturateur photographique ultra-rapide, les considérations précédentes sont encore valables. Mais l'énergie lumineuse émise par l'écran est faible et par suite la pellicule photographique est peu impressionnée (l'effet Schwarzschild diminue encore le noircissement).

On doit donc :

— avoir un objet très fortement éclairé ou très fortement lumineux et des objectifs optiques de grande ouverture,

— avoir un tube dont le gain de luminance est aussi élevé que possible.

1.2. Pouvoir de résolution

La limite du pouvoir de résolution correspond à la distance minima séparant deux points lumineux sur la photo-cathode donnant sur l'écran deux taches juste discernables. C'est donc la distance réelle observée sur l'écran divisée par le grandissement du tube. On l'exprime en microns ou en nombre de lignes par millimètre.

Plusieurs facteurs interviennent pour limiter le pouvoir de résolution :

— la grosseur des grains de l'écran et son épaisseur ;

— les défauts du système optique électronique.

1.2.1. *Influence de l'écran sur le pouvoir de résolution*

Le grain des écrans fluorescents obtenus par sédimentation ne peut, dans les cas les plus favorables, être inférieur à 1 ou 2 μ de diamètre. Cette grosseur des grains limite à 5 ou 10 μ le pouvoir de résolution, même dans le cas d'une optique électronique parfaite.

Mais l'épaisseur de l'écran intervient également, même dans le cas d'une granulation infiniment petite et d'une optique électronique parfaite.

On constate que le pouvoir de résolution est voisin de la profondeur de pénétration des électrons dans la couche, c'est-à-dire de l'épaisseur de l'écran lorsqu'on se place dans les conditions de luminance maximum (fig. 4). Cette profondeur est voisine de 10 μ lorsque $V = 20$ kV et de 100 μ lorsque $V = 50$ kV.

1.2.2. *Influence de l'optique électronique sur le pouvoir de résolution*

Cette optique joue un rôle important en ce qui concerne la sensibilité et le pouvoir de résolution, mais en outre elle sera responsable des distorsions que pourra présenter l'image transformée.

Les systèmes d'optique électronique sont très variés et c'est sur ce point que portent presque toutes les différences entre les divers types de réalisation.

Les différents dispositifs utilisés sont du type diode ou triode avec ou sans champ magnétique.

Les systèmes magnétiques font subir à l'image sur l'écran une rotation par rapport à l'objet sur la

photo-cathode, ce qui peut être gênant, mais une lentille électronique constituée par un champ magnétique et un champ électrique superposés l'un à l'autre possède une propriété importante, celle de donner une image plane d'un objet plan. Cette propriété facilite la construction du tube car elle permet l'emploi d'une photo-cathode et d'un écran plans et permet également d'équiper le montage de systèmes optiques normaux de photographie de part et d'autre du tube.

Dans les tubes récents à lentille électrostatique, le pouvoir de résolution est actuellement de 10 μ environ au centre de l'écran, mais, en dehors du centre, malgré l'emploi de cathodes courbes, le pouvoir de résolution tombe à 100 μ.

Dans les tubes récents à lentille électronique à champ électrostatique et champ magnétique superposés, le pouvoir de résolution est actuellement de 10 μ environ pour une tension de fonctionnement de quelques kilovolts sur toute la surface de l'écran.

Cependant, si les tensions ne sont pas stabilisées et varient, le pouvoir de résolution diminue, et il est à remarquer que ce phénomène est plus notable dans les systèmes magnétiques que dans les systèmes électrostatiques.

Dans le fonctionnement du tube comme obturateur, la tension sera appliquée en « impulsion » ; il sera nécessaire d'utiliser une impulsion à front raide et à plateau très plat.

A l'heure actuelle, dans certains tubes récents utilisés comme obturateurs, il est en outre possible de déplacer l'image sur l'écran grâce à un système de déflection magnétique ou électrostatique. On peut alors prendre une série d'instantanées à très grande vitesse, comme dans une caméra ultra-rapide [6].

2. L'appareillage de photographies ultra-rapides

2.1. Caractéristiques du tube transformateur d'image

Nous avons utilisé un tube Mullard Type ME1201 (fig. 6), du type triode à champ électrostatique et champ magnétique superposés.

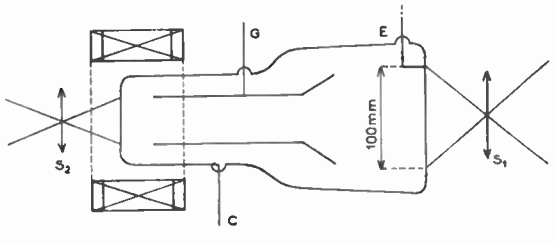


Fig. 6. — Le tube ME1201.

La photo-cathode C est sensible dans le bleu (cæsium-antimoine). L'écran E, à rémanence très brève, émet dans le bleu (mélange de sulfure de zinc et de nickel).

Les tensions normales de fonctionnement sont par rapport à la cathode :

— pour la grille $v_g = 3$ kV.

— pour l'écran $v_E = 6$ kV.

Quatre mises au point successives sont obtenues sur l'écran en augmentant le courant dans la bobine (fig. 7).

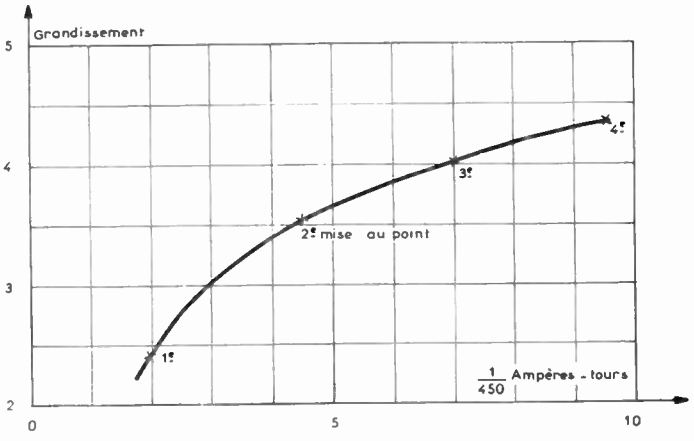


Fig. 7. — Grandissement en fonction des ampères-tours de la bobine ($V_a = 6$ kV, $V_g = 3$ kV)

Ces mises au point correspondent à des grandissements croissants. La deuxième mise au point est celle qu'on utilise en général parce qu'elle correspond à un minimum de distorsion.

La rotation de l'image sur l'écran par rapport à l'objet formé sur la photo-cathode est d'environ 20°. Le gain de luminance non indiqué par le constructeur est faible, et voisin de l'unité.

Des objectifs de grande ouverture $S_1 = f/1{,}5$ et $S_2 = f/1$ sont utilisés (fig. 6).

Le pouvoir de résolution limite est, d'après le constructeur, de 40 μ sur tout l'écran à condition que les tensions et le courant de la bobine soient parfaitement stabilisés (à 0,1 %).

Pour les tensions de fonctionnement données et la deuxième mise au point, les distorsions sont négligeables.

2.2. Montage électronique

Le montage que nous avons réalisé (fig. 8 et 9) permet d'obtenir une durée de fonctionnement du tube (durée de pose) réglable d'environ 1/10 de μs à quelques μs.

L'instant de la prise de l'instantané peut être décalé dans le temps d'une durée réglable de 0,5 μs (retard minimum provenant des circuits de l'appareil) à 150 μs environ par rapport au début du phénomène.

La bobine de focalisation magnétique est alimentée en permanence par un courant stabilisé.

Initialement, par rapport à la masse, la cathode est au potentiel 3 200 V, la grille à 3 100 V et l'écran à 6 100 V.

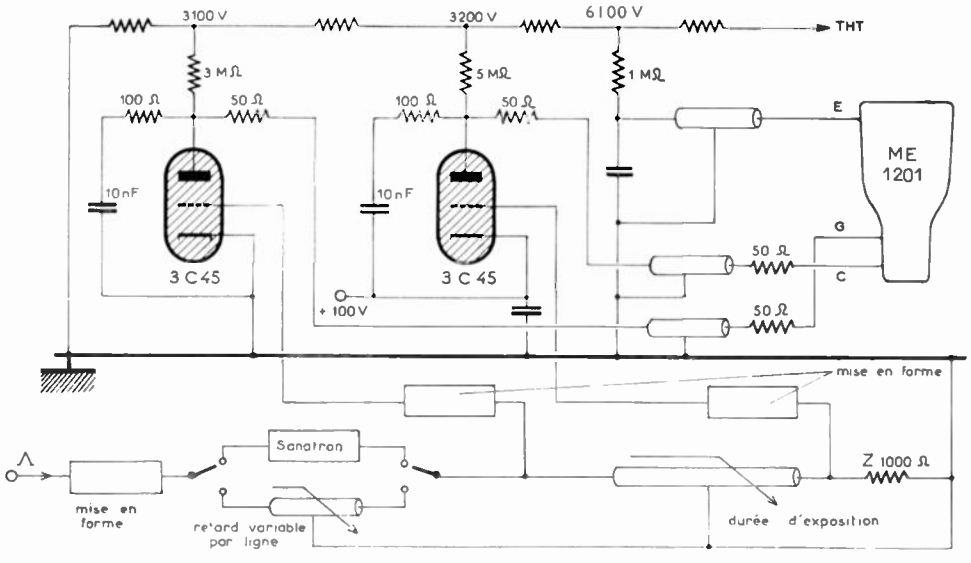


FIG. 8. — Schéma fonctionnel.

Dans ces conditions, le tube est bloqué.

Le début du phénomène provoque une impulsion de déclenchement qui est utilisée avec un retard réglable pour débloquer le tube.

Ce retard est obtenu :

1° soit par une ligne à retard de longueur variable, le retard global variant de 0,5 μs à quelques μs (câble LTT, impédance 1 000 Ω, retard 0,2 μs par mètre) ;

2° soit par un sanatron de précision, le retard global variant de 1 μs à 150 μs environ.

Le déblocage du tube est réalisé par un premier thyratron à hydrogène 3 C 45, qui amène très rapidement la cathode à un potentiel voisin de 100 V (temps de montée environ 10^{-8} s).

Une ligne à retard de longueur variable permet d'amorcer ensuite un second thyratron 3 C 45, avec un retard dont la durée variable correspond au temps de pose.

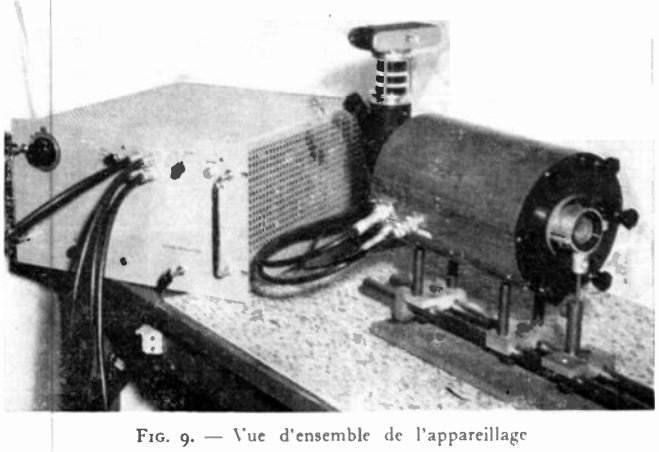


FIG. 9. — Vue d'ensemble de l'appareillage

Ce thyratron bloque le tube en amenant très rapidement le potentiel de la grille au voisinage du potentiel zéro.

Les constantes de temps, qui commandent l'établissement des potentiels de grille et de cathode, sont telles que le tube reste ensuite bloqué.

2.3. PERFORMANCES RÉALISÉES

Le fonctionnement du montage électronique est d'une grande stabilité :

— les fluctuations de l'instant d'amorçage des thyratrons ont pu être réduites à quelques 10^{-9} s.

— le dispositif à retard variable est très stable (stabilité inférieure à 1 %), même lorsque la tension du secteur varie.

Le blocage et le déblocage du tube s'effectuent dans un temps d'environ 10^{-8} s.

L'objet à photographier devant être fortement lumineux, nous avons été conduit dans certains cas à utiliser comme source de lumière éclairant l'objet un tube à éclairs, que nous avons mis au point [1] ; l'éclair se produisant lors du fonctionnement du tube.

La figure 10 représente une mire de 150 μ, que nous avons photographiée dans ces conditions avec une durée de pose de 1 μs.

Mais nous avons pu obtenir des instantanés avec

[1] Nous nous proposons de publier prochainement les résultats d'études que nous avons entreprises sur les tubes à éclairs à très longue durée de fonctionnement.

une durée de pose de 1/10 de μs, et un pouvoir de résolution que nous avons évalué à environ 100 μ sur tout l'écran.

FIG. 1c. — Mire de 150 μ photographiée avec une durée de pose de 1.10^{-8}s.

2.4. APPLICATIONS

Cet appareil a été réalisé essentiellement dans le but d'étudier les phénomènes lumineux engendrés par une décharge électrique dans un gaz, en particulier :

— étude de l'expansion du plasma ;

— étude des ondes de choc.

De plus, associé à un tube à éclairs, il est susceptible de nombreuses autres applications, notamment en balistique.

Conclusion

L'appareil que nous avons réalisé permet de prendre d'un phénomène un cliché instantané extrêmement bref (durée $\geqslant 1/10$ μs).

L'instant de la prise de cette photographie peut être décalé dans le temps par rapport au début du phénomène avec une grande précision.

Le pouvoir de résolution de l'appareil, d'environ 100 μ sur tout l'écran, n'est pas très élevé et limite son emploi à l'étude de phénomènes où un pouvoir de résolution élevé n'est pas nécessaire.

On pourra, par exemple, prendre des instantanés de la décharge dans un tube à éclairs à différents instants de celle-ci, bien que sa durée totale ne soit cependant que de quelques microsecondes, et connaître ainsi son évolution.

***

Qu'il me soit permis ici, de remercier Monsieur le Professeur LAPORTE qui m'a fait bénéficier de son expérience ainsi que de son aide matérielle ; et la Société MÉTRONIC qui a bien voulu construire l'appareil.

BIBLIOGRAPHIE

[1] COURTNEY-PRATT J.S. *Photographic J.* Sept.-Oct. 1952. 92B. p. 137-148.

[2] DEJARDON G., FALGON R. *C.R. Ac. Sc.* Décembre 1949.

[3] FRANCKEN J.C., DORRESTEIN R. *Philips Research Report* 6, p. 323-346, 1951, n° 5.

[4] GRIVET P. Optique Electronique, tome II, 1958. Editions Bordas.

[5] JENKINS J.A., CHIPPENDALE R.A. *Revue technique Philips*, juin 1953, tome 14, n° 12. *J. Brit. Inst. Radio Eng.*, novembre 1951, tome II, p. 505-517. *Electronic Eng.*, juillet 1952, tome 24, p. 302-307. *Photographic J.*, septembre-octobre 1952, 92 B, p. 149-157.

[6] MANINGER R.C., BUNTENBACH R.W. National IRE Convention Record, 1957, part. 5, p. 88-95.

[7] MEEK J.M., TURNOCK R.C. *Photographic J.*, septembre-octobre 1952, 92 B, p. 161-166.

[8] PRATT T.H. *J. Sci. Instr.*, 1947, tome 24, p. 312. *Electronic Eng.* 1948, tome 20, p. 274-314.

[9] RICHARDS M.S. *Proc. Inst. El. Eng.* 1952, n° 20, 99 part III A, p. 729-746.

[10] VANIOUKOV M.P. Les Progrès des Sciences Physiques, octobre 1956, tome 80 (en russe).

[11] VEITH (W.). *La Revue Scientifique*, 1948, tome 86, p. 67-76.

INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA DIFFUSION SUR LES CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR DU TYPE DRIFT

PAR

J. MERCIER

Compagnie Générale de TSF

Introduction

Après un rappel de la théorie classique de l'effet du champ interne, cet article expose l'influence des conditions technologiques sur les performances d'un transistor du type drift. L'intérêt de l'introduction de certains paramètres est mis en lumière.

Un schéma équivalent et ses limites de validité se déduit de l'examen de ces caractéristiques, et le principe des mesures de vérification est ensuite exposé.

Pour terminer, une synthèse à partir d'un certain nombre de données électriques est présentée comme guide dans l'élaboration de l'élément.

Notations

Les paramètres de diffusion sont :

E : champ interne dans la base

w_o : épaisseur de la zone diffusée

$N_d(x)$: concentration en donneurs, dans la base, créée par la diffusion d'impuretés

N_o : concentration superficielle d'impuretés

λ_D : longueur caractéristique de diffusion $= 2\sqrt{Dt}$

D : constante de diffusion de l'impureté

t : durée de diffusion

Les paramètres technologiques sont :

d'origine physique :

$\mu_n\ \mu_p$: mobilité des électrons et des trous dans le matériau p et n respectivement constituant l'émetteur et la base

$D_n\ D_p$: sont les constantes de diffusion

$\tau_n\ \tau_p$: durées de vie

$L_n\ L_p$: longueurs de diffusion $L = \sqrt{D\tau}$

p_o : concentration de trous injectés par l'émetteur à la hauteur de la jonction émetteur — base

P_o : concentration en accepteurs dans l'émetteur (Germanium p)

N_{I_o} : concentration d'impuretés du matériau (n) d'origine

K : constante diélectrique (pour le germanium = 16).

d'origine géométrique (fig. 1) :

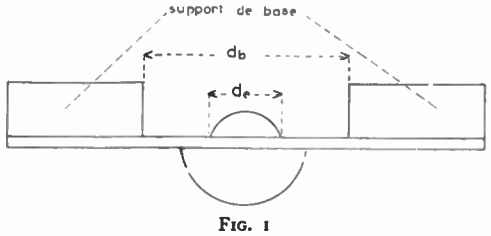


FIG. 1

L : épaisseur de la pastille

d_e : diamètre de jonction émetteur de sur face S_E

d_b : diamètre du trou intérieur du support de base

On étudie un modèle unidimensionnel (x) dont l'origine est prise, en général (sauf en 1-2 et III et VIII-A-1), à la surface de la pastille côté émetteur fig. 2).

x_E : pénétration émetteur où la concentration d'impuretés est N_E

w_E : limite de la zone de charge d'espace émetteur de largeur $w_E - x_E = e$

$X = \dfrac{x}{\lambda_D}$: variable normée

w_c : limite de la zone de charge d'espace collecteur où la concentration est N_I qui n'est pas forcément N_{I_0}.

$w = w_C - w_E$: épaisseur de base effective.

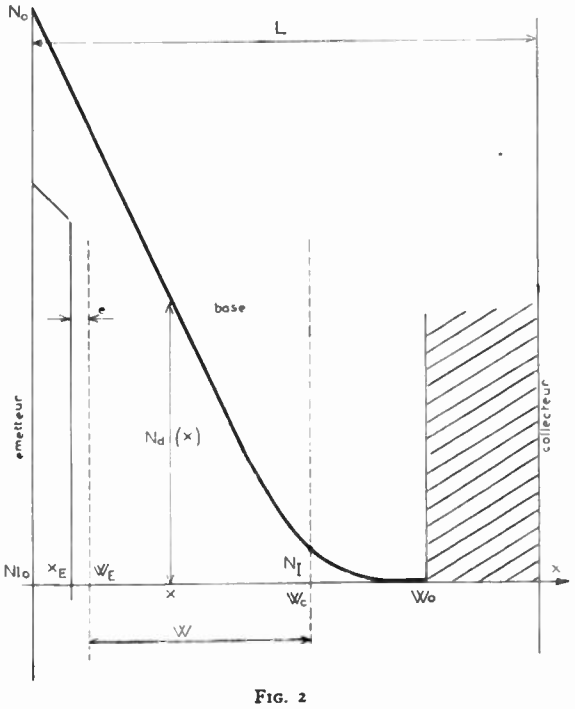


FIG. 2

On introduit

$$E = \frac{1}{w}\int_{x_E}^{w_c} E\,dx$$

$$\varepsilon = \frac{qEw}{2kT}$$

q charge de l'électron

T température absolue

k constante de Boltzmann

Les paramètres électriques sont :

$\omega = 2\pi f$ $\quad f$ fréquence de travail

$f_c = \dfrac{1}{2\pi}\dfrac{2D_p}{w^2} \rightarrow \varphi = \dfrac{f}{f_c}$ variable normée

α : gain en courant en court-circuit base commune

$$\alpha = a + jb$$

β : facteur de transport en base commune, c'est-à-dire rapport du nombre de trous arrivant au collecteur sur le nombre de trous injectés dans la base par l'émetteur (recombinaison en volume). On montre que :

$$\alpha \cong \alpha_0 \cdot \beta$$

α_0 ne dépendant pratiquement pas de la fréquence est l'efficacité d'injection d'émetteur, c'est-à-dire la fraction du courant injecté par l'émetteur constitué par des trous (le courant émetteur est en effet la somme d'un courant de trous et d'un courant d'électrons).

γ : efficacité d'injection en émetteur commun.

Lorsque la confusion sera impossible, nous appellerons également :

$\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ le gain en courant en court-circuit en émetteur commun

α_0 et β_0 sont les valeurs en continu des gains α et β

j_C et j_E densités de courant de trous au collecteur et à l'émetteur

V_E potentiel aux bornes de la jonction émetteur-base

V_ϕ hauteur de la barrière de potentiel

V_e potentiel appliqué à l'émetteur

$$A_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{w^2} + \frac{1}{L_p^2}} \qquad A = \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{w^2} + \frac{1}{\mathfrak{L}_p^2}} \qquad \Omega = \frac{Aw}{\varepsilon}$$

$$\frac{1}{\mathfrak{L}_p^2} = \frac{1}{L_p^2} + j\frac{\omega}{D_p}$$

I. Rappel des formules fondamentales [1]

Résumons les principaux résultats sur l'effet drift présentés par M. GROSVALET dans l'article cité en référence (fig. 3).

Le transistor drift constitue par excellence un élément à hautes performances à fréquence élevée puisqu'il réalise :

— une forte fréquence de coupure résultant de la réduction considérable du temps de transit des trous dans la base, par l'action d'un champ électrique accélérateur ayant pour origine un fort gradient d'impuretés diffusées dans la base.

— une résistance de base faible puisque le courant de base traverse la région fortement dopée.

— une capacité collecteur-base faible du fait de la forte résistivité du matériau d'origine.

De plus, sa structure évite le phénomène de perçage, malgré une faible épaisseur de base.

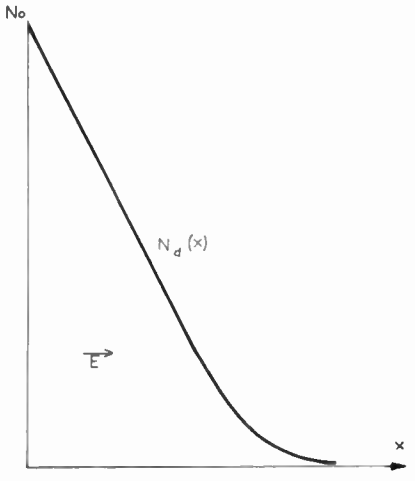


Fig. 3

Rappelons encore les expressions :

1.1. DU CHAMP INTERNE MOYEN DANS LA BASE $\bar{E}$ ou plus précisément

$$\varepsilon = \frac{q}{2kT}\bar{E}w \qquad (1)$$

$$= \frac{1}{2}\operatorname{Log}\frac{N_E + N_I}{2N_I} \qquad (2)$$

Ce facteur ne dépend que des concentrations aux extrémités de la base.

En conséquence :

Pour une géométrie, des pénétrations et une tension collecteur base données (ce qui détermine, avec le profil de diffusion, la largeur de zone de charge d'espace collecteur) ε croît si N_o croît.

Si N_o est donné ε croît pour N_I plus faible, ce qui signifie :

— soit que la résistivité à la hauteur de la zone de charge d'espace est élevée,

— soit que w_C est grand.

En particulier, pour un profil donné, l'extension de la zone de charge d'espace collecteur, quand V_{cb} devient très négatif, réduit w donc ε.

Cependant, notons que ces variations sont très atténuées puisqu'il s'agit d'une fonction logarithme. Ainsi, dans une production donnée, ε reste assez constant et c'est en cela que réside son intérêt.

1.2. DE LA RÉPARTITION DES PORTEURS MINORITAIRES INJECTÉS DANS LA BASE

Prenons l'origine des distances à l'émetteur (fig. 4) :

$$p = p_o \exp \varepsilon \frac{x \operatorname{sh} \Lambda (w - x)}{w \operatorname{sh} \Lambda w} \qquad (3)$$

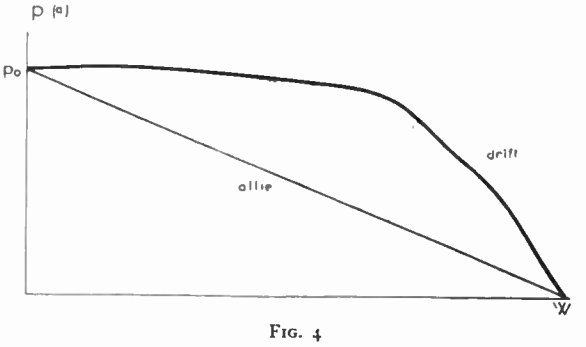


Fig. 4

Conséquences :

Le gradient de concentration étant pratiquement nul sur les deux tiers de leur parcours dans la base, les trous se déplacent par conduction sous l'action du champ électrique et non par diffusion. Sur le dernier tiers, ce gradient étant très important, le courant de diffusion qui en résulte est plus fort que dans le cas d'un transistor allié.

Cette théorie est limitée aux faibles injections.

1.3. DU FACTEUR DE TRANSPORT β

$$\beta = \frac{j_C}{j_E} = \frac{j_p(w)}{j_p(0)} \qquad (4)$$

que l'on déduit à partir de $p(x)$

$$\beta = \frac{\Omega \exp \varepsilon}{\Omega \operatorname{ch} \varepsilon\Omega + \operatorname{sh} \varepsilon\Omega} \qquad (5)$$

avec :

$$\Omega = \sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2}\frac{w^2}{L_p^2}}$$

Comme pour les transistors alliés, on peut négliger la recombinaison en volume, plus précisément

$$\frac{w_o^2}{2L_p^2} \ll 1$$

On introduit alors :

$$y = \varepsilon\Omega \simeq \sqrt{\varepsilon^2 + 2j\varphi} \tag{6}$$

$$\beta = \frac{y \exp \varepsilon}{\varepsilon \operatorname{sh} y + y \operatorname{ch} y} \tag{7}$$

$$\varphi = \frac{f}{f_c} \quad \text{et} \quad f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{2D_p}{w^2} \tag{8}$$

Ceci suppose remplie la condition peu restrictive :

$$\frac{f}{f_c} \gg \frac{w_o^2}{2L_p^2}$$

2. Comportement du gain α avec la fréquence

2.1. L'hypothèse admise est que α varie avec la fréquence de la même façon que le facteur de transport.

$$\alpha = \alpha_o . \beta = \alpha_o \frac{y \exp \varepsilon}{y \operatorname{ch} y + \varepsilon \operatorname{sh} y} \tag{9}$$

On voit apparaître deux paramètres intervenant dans β.

a) ε dépendant essentiellement de la diffusion,

b) f_c dépendant essentiellement de l'alliage.

D'une façon générale, l'élaboration de l'élément fait apparaître la double influence de la technologie et de la diffusion. C'est évidemment un avantage pour ce type de transistor si ces conditions ne s'imbriquent pas trop, ce qui n'est malheureusement pas toujours le cas.

2.2. Fréquence de coupure et fréquence f_1

Par définition, la fréquence de coupure du gain en courant (dans n'importe quel montage) est la fréquence pour laquelle le *module* du gain tombe à $1/\sqrt{2}$ fois sa valeur en continu.

Ainsi f_α est telle que

$$|\alpha(f_\alpha)| = \frac{\alpha_o}{\sqrt{2}} \tag{10}$$

pour le montage base commune.

On définit de même f_β dans le montage émetteur commun

$$|\beta(f_\beta)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}} \tag{11}$$

Définissons la fréquence f_1 pour laquelle le module du gain émetteur commun vaut 1

$$|\beta(f_1)| = 1 \tag{12}$$

β désigne ici le gain en courant en émetteur commun.

Cette fréquence en principe dépend du gain β_o alors que f_α en est indépendant.

Dans ce paragraphe et le suivant, nous supposerons :

$$\alpha_o = 1$$

La relation entre le gain en émetteur commun β et le gain en base commune α est

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{13}$$

Posons : $$\alpha = a + jb \tag{14}$$

Ecrivant $|\beta| = 1$ pour $f = f_1$

on obtient :

$$\frac{a^2 + b^2}{(1 - a)^2 + b^2} = 1$$

soit en simplifiant

$$a(f_1) = \frac{1}{2} \tag{15}$$

La définition de f_1 peut donc être remplacée par la propriété suivante : f_1 est la fréquence pour laquelle la partie réelle du gain en base commune vaut 0,5.

2.3. Calcul de f_α et f_1

Ceci permet de ne considérer que α, pour évaluer f_1 et f_α.

Le calcul se conduit comme suit. On pose :

$$y = \varepsilon\Omega = \sqrt{\varepsilon^2 + 2\,j\varphi} = u + jv \qquad (16)$$

soit

$$u = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon^4 + 4\varphi^2} + \varepsilon^2}{2}} \qquad v = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon^4 + 4\,\varphi^2} - \varepsilon^2}{2}}$$

On part de l'expression du facteur de transport β (7) d'où :

$$|\beta^2| = \exp 2\,\varepsilon \frac{u^2 + v^2}{A^2 + B^2} \qquad (17)$$

$$\mathcal{R}\,\beta = \exp \varepsilon \frac{uA + Bv}{A^2 + B^2} \qquad (18)$$

$$\operatorname{Im}\beta = \exp \varepsilon \frac{Av - Bu}{A^2 + B^2} \qquad (19)$$

$$A = u \operatorname{ch} u \cos v - v \operatorname{sh} u \sin v + \varepsilon \operatorname{sh} u \cos v$$

$$B = v \operatorname{ch} u \cos v + u \operatorname{sh} u \sin v + \varepsilon \operatorname{ch} u \sin v$$

f_α et f_1 sont respectivement solutions de :

$$|\beta\,(f_\alpha)|^2 = 0{,}5 \qquad (20)$$

$$|\mathcal{R}\beta\,(f_1)| = 0{,}5 \qquad (21)$$

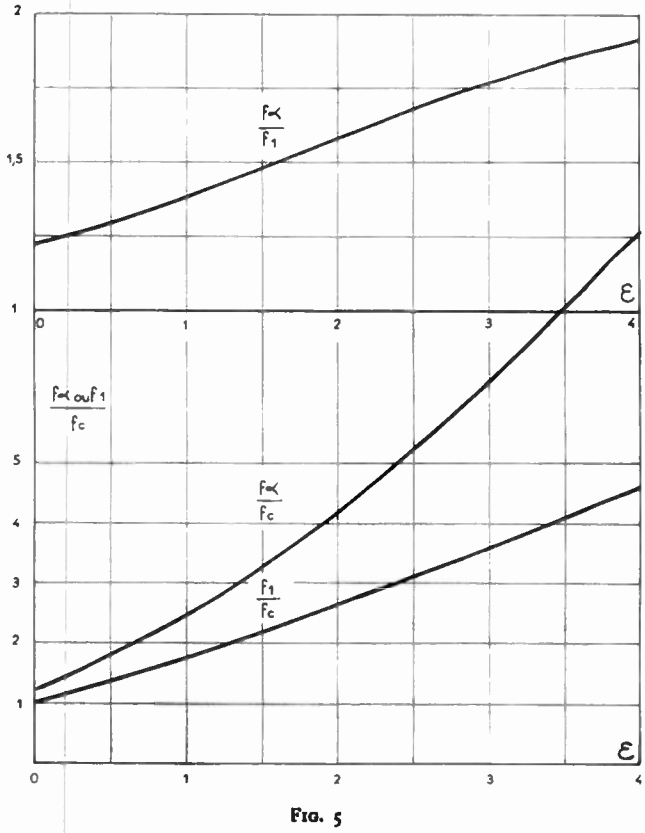


FIG. 5

La résolution des équations transcendantes, ε étant pris comme paramètre, a été conduite au Laboratoire de Calcul Numérique de Grenoble sur machine gamma (fig. 5).

ε	f_α / f_c	f_1 / f_c	f_α / f_1
0	1,22	1	1,22
1	2,44	1,75	1,5
2	4,17	2,64	1,62
2,5	5,2	3,115	1,67
3	6,33	3,6	1,75
3,5	7,54	4,09	1,84
4	8,83	4,59	1,94

2.4. Conséquences

2.4.1. On retrouve, pour $\varepsilon = 0$, un cas particulier de transistor drift, celui du transistor allié où l'on néglige le champ dans la base (la région d'impuretés y étant uniforme).

Ainsi :

$$f_1 = f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{2\,D_p}{w^2}$$

$$f_\alpha = 1{,}22\,f_1$$

2.4.2. On met bien en évidence la réduction du temps de transit dans la base quand le champ interne croît, car f_1 et f_α croissent avec ε.

2.4.3. Un raisonnement théorique [1] indique une variation de f_α en $\varepsilon^{3/2}$. On vérifie grossièrement cette forme pour $\varepsilon > 3$.

ε	2,5	3	3,5	4
$\frac{f_\alpha}{f_c\,\varepsilon^{3/2}}$	1,3	1,21	1,13	1,1

2.4.4. Dans l'intervalle intéressant $2 < \varepsilon < 4$, on trouve de même une variation sensiblement linéaire de f_1 avec ε.

ε	2	2,5	3	3,5	4
$f_1 / f_c\,\varepsilon$	1,32	1,26	1,2	1,17	1,14

A moins de 10 %, on peut prendre

$$f_1 = 1{,}2\,\varepsilon\,f_c = f_{\alpha o}\,\varepsilon \qquad (22)$$

$f_{\alpha o}$ étant la fréquence de coupure d'un transistor allié d'épaisseur de base w

$$f_{\alpha o} = \frac{1,2}{2\pi}\frac{2 D_p}{w^2}$$

2.4.5. Ainsi, à épaisseur de base égale, on espère atteindre des f_α, ε fois plus élevés avec un drift qu'avec un transistor allié.

Cet avantage, en théorie, serait très supérieur encore, car l'épaisseur de base de comparaison w est certainement inférieure à celle rencontrée dans la technique d'alliage : pour $w = 10\ \mu$ $f_{\alpha o} = 17$ MHz. L'obtention d'une telle épaisseur est rendue possible parce que le procédé de diffusion, très lent, est aisément contrôlable.

Avant de montrer que la réalité n'est pas aussi favorable, donnons une interprétation physique de la variation linéaire de f_1 avec ε.

3. Capacité de stockage et fréquence f_1

3.1. Définition

Dans la base existe une certaine charge stockée constituée par les porteurs minoritaires in ectés. Cette charge est évidemment proportionnelle au nombre de porteurs injectés à la hauteur de l'émetteur. Cette concentration varie elle-même avec le potentiel appliqué à la jonction émetteur. Il en résulte qu'une variation de ce potentiel provoque une variation de charge stockée : on est donc en présence d'un effet capacitif défini par

$$C_S = \frac{\partial Q_s}{\partial V_e} \qquad (23)$$

Q_s étant la charge stockée et V_e le potentiel appliqué à l'émetteur.

3.2 Calcul de C_S

Ecrivons que la concentration en porteurs injectés est

$$p(x) = p_o f(x) \text{ avec } f(0) = 1 \qquad (24)$$
$$f(w) = 0$$

(L'origine est prise à la hauteur de l'émetteur).

$Q_o = q\, p_o\, S_E \int_o^W f(x)\,dx$; S_E surface émetteur.

La capacité de stockage est :

$$C_S = \frac{\partial Q_o}{\partial V_e} = q\frac{\partial p_o}{\partial V_e} S_E \int_o^W f(x)\,dx$$

Pour une statistique type Boltzmann, on a la relation

$$p_o = A \exp\left(\frac{q V_e}{kT}\right) \qquad (25)$$

$$\frac{\partial p_o}{\partial V_e} = + \frac{q p_o}{kT}$$

La densité de courant émetteur est

$$j_E = - q D_p p_o f'(0) + q \mu_p p_o \bar{E} \qquad (26)$$

soit :

$$p_o = \frac{j_E}{-q D_p f'(0) + q \mu_p \bar{E}}$$

$$C_s = q\left(\frac{q}{kT}\right)\frac{J_E S_E \int_o^W f(x)\,dx}{q \mu_p \bar{E} - q D_p f'(0)}$$

$$C_S = \frac{\frac{q I_E}{kT}\int_o^W f(x)\,dx}{\mu_p \bar{E} - q D_p f'(0)} \qquad (27)$$

puisque $J_E S_E = I_E$.

3.3. Cas du drift

$$f(x) = \exp \varepsilon \frac{x \operatorname{sh} A(w - x)}{w \operatorname{h} Aw}$$

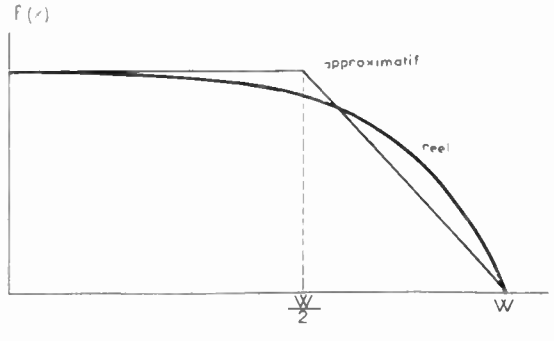


Fig. 6

On calcule approximativement $f(x)$ si bien que

$$\int_o^W f(x)\,dx = \frac{w}{2} + \frac{w}{4} = \frac{3}{4} w$$

On néglige le courant de diffusion devant celui de conduction et compte tenu de la relation d'Einstein

$$\mu_p = \frac{q}{kT} D_p$$

$$\mu_p E = \frac{q\bar{E}}{kT} D_p = \frac{\varepsilon}{w} D_p$$

On aboutit ainsi à l'expression de C_S

$$C_S = \frac{3}{4} \frac{q I_E}{kT} \frac{w^2}{2 D_p} \frac{1}{\varepsilon}$$

Posons :

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{2 D_p}{w^2}$$

$$g_m = \frac{q I_E}{kT} \tag{28}$$

$$C_S \omega_c = \frac{3}{4} \frac{g_m}{\varepsilon} \tag{29}$$

3.4. Conséquences

3.4.1. C_S comme pour les transistors alliés est proportionnelle à I_E.

3.4.2. Si l'on écrit :

$$g_m = \frac{4}{3} C_S \omega_c \varepsilon$$

on constate que la fréquence de résonance de C_s et g_m, définie par la fréquence pour laquelle les deux admittances sont égales, est très sensiblement f_1. En effet, c'est la fréquence :

$$1{,}33\, f_c\, \varepsilon \text{ très voisine de } f_1 = 1{,}2\, \varepsilon\, f_c$$

Compte tenu des approximations faites, on peut dire que la variation linéaire de f_1 avec ε s'interprète physiquement par l'existence d'une capacité de stockage. Celle-ci, comme pour les transistors alliés, résonne avec g_m à la fréquence f_1.

3.4.3. Outre les précédentes approximations, ceci suppose que l'injection est à faible niveau, donc les courants I_E ne sont pas trop élevés.

3.5. Schéma équivalent naturel du transistor drift intrinsèque

On désigne ainsi un transistor drift pour lequel la limitation du gain en fréquence est liée à celle du facteur de transport, ou si l'on veut, à l'existence d'une capacité de stockage.

Le schéma naturel auquel on aboutit est donné figure 7.

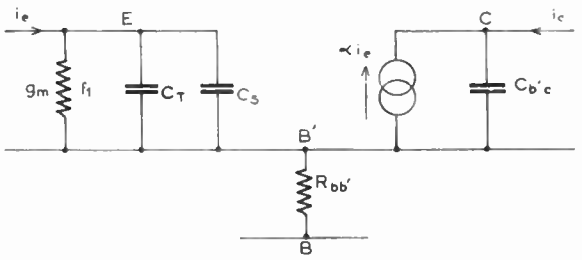


Fig. 7

$$C_S \omega_1 = g_m \tag{30}$$

$$g_m = \frac{q I_E}{kT} \tag{31}$$

$$\omega_1 = \frac{4}{3} \omega_c \varepsilon \tag{33}$$

$$\omega_c = \frac{2 D_p}{w^2} \tag{34}$$

$$\varepsilon = \frac{q E_w}{2 kT} \tag{35}$$

$R_{bb'}$ et $C_{b'c}$ seront étudiés plus loin.

(A suivre)

UN NOUVEAU TUBE ÉLECTRONIQUE A LARGE BANDE

PAR

Takuya KOJIMA

The Electrical Communication Laboratory,
Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation.
Tokio, Japon

1 — Introduction

Le domaine des télécommunications et celui des techniques nucléaires utilisent actuellement plusieurs types de tubes à large bande. Le principe de fonctionnement en est simple : pour obtenir une amplification dans une large bande de fréquences, il faut employer des tubes dont le facteur de mérite soit le plus élevé possible.

Rappelons que ce facteur s'écrit simplement :

$$F_t = \frac{G_m}{2\pi (C_e + C_s)}$$

G_m = transconductance
C_e = capacité d'entrée
C_s = capacité de sortie.

Sa réalisation est cependant pleine de difficultés.

Par exemple il est bien connu que la forte densité du courant cathodique et le très faible espace séparant la grille de la cathode sont des éléments déterminant de ce facteur. Mais la densité du courant doit être limitée au point de vue de la durée de vie du tube, et la réalisation pratique d'un espace de quelques dizaines de microns entre deux électrodes n'est pas aisée.

Le type de tube que nous voulons décrire ici réalise néanmoins assez facilement une amplification à large bande.

Son principe de fonctionnement est différent de celui des tubes classiques en ce sens qu'il possède un « amplificateur distribué » dans sa propre enveloppe.

Ce principe avait été proposé par quelques auteurs mais il n'y a pas eu à notre connaissance de réalisations concrètes [1] [2].

2. Principe de fonctionnement

On a représenté fig. 1 le principe de ce tube fonctionnant comme un amplificateur. La grille et l'anode sont des lignes à retard (par exemple des hélices) mais le tube comporte une cathode longue classique.

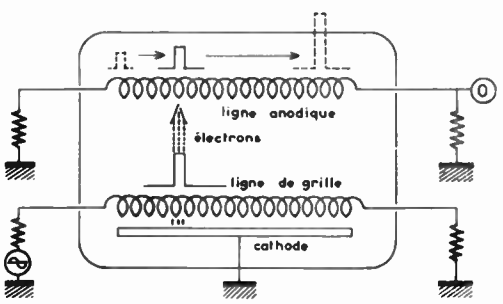


FIG. 1

Supposons qu'un signal d'impulsion soit appliqué à l'entrée de la ligne de grille. L'énergie se transmettra jusqu'à la sortie de grille et sera dissipée dans la résistance d'extrémité, de valeur adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne.

Si par exemple, la polarisation de grille est abaissée jusqu'à la coupure, et si le signal est une impulsion positive, les électrons seront émis seulement par la partie de la cathode située juste sous l'entrée de ligne de grille.

Ces électrons atteindront l'anode et produiront une impulsion amplifiée sur la ligne d'anode, qui se transmettra sur cette ligne vers ses deux extrémités en se séparant en deux impulsions égales.

Considérons l'impulsion qui se propage dans la même direction que celle du signal de grille. Si la vitesse de transmission de l'impulsion d'anode est

égale à celle de la grille, l'impulsion d'anode s'agrandira peu à peu en absorbant les électrons qui arrivent de la cathode par la modulation du signal de grille. Cette impulsion agrandie arrivera à la borne de sortie en réalisant une amplification.

De l'autre côté, la moitié d'impulsion qui se transmet dans la direction opposée à celle du signal de grille ne recevra pas d'électrons et ne s'agrandira pas. L'énergie se dissipera inutilement dans la résistance d'extrémité.

Jusqu'ici nous avons considéré l'amplification d'une impulsion, mais nous imaginons facilement que l'amplification d'une onde sinusoïdale se réalisera de la même manière (Fig. 2).

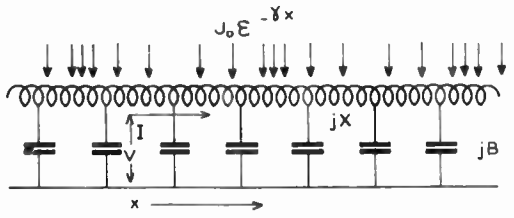


FIG. 2

2-1. AMPLIFICATION

Considérons d'abord la ligne anodique à laquelle le courant à onde progressive est appliqué (voir fig. 2).

On a les équations de tension et de courant

$$\begin{aligned} -dE &= I(jX)\,dx \\ -dI &= E(jB)\,dx - J_0\varepsilon^{-\gamma x}\,dx \end{aligned} \qquad (2\text{-}1)$$

E : tension à x, jX : réactance de la ligne

I : courant à x, jB : susceptance de la ligne

$J_0\varepsilon^{-\gamma x}$: courant appliqué à la ligne

on a donc

$$\frac{d^2E}{dx^2} = -BXE - jXJ_0\varepsilon^{-\gamma x} \qquad (2\text{-}2)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = -BXI - \gamma J_0\varepsilon^{-\gamma x}$$

Si l'on pose $\gamma^2 = -BX$, $\sqrt{\frac{X}{B}} = Z_{oa}$ (2-3)

$$\frac{d^2E}{dx^2} = \gamma^2 E - jXJ_0\,\varepsilon^{-\gamma x}$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = \gamma^2 I - \gamma J_0\,\varepsilon^{-\gamma x}$$

On trouvera facilement les solutions des équations.

$$E = \left(\frac{J_0 Z_{oa}}{2}x + C_1\right)\varepsilon^{-\gamma x} + C_2\varepsilon^{\gamma x}$$

$$I = \left(\frac{J_0}{2}x + \frac{C_1}{Z_{oa}} - \frac{J_0}{2\gamma}\right)\varepsilon^{-\gamma x} - \frac{C_2}{Z_{oa}}\varepsilon^{\gamma x} \qquad (2\text{-}5)$$

C_1, C_2 : constants

Ici on voit les termes qui croissent avec x.

Considérons le gain.

Ci-dessus nous avons supposé une ligne infiniment longue. Mais si l'on suppose un tube de longueur de $x = 0$ à $x = l$, on a le gain de ce tube en calculant la différence de tension progressive de $x = 0$ à $x = l$

En écrivant la tension progressive E_-,

$$E_- = \left(\frac{J_0 Z_{oa}}{2}x + C_1\right)\varepsilon^{-\gamma x} \qquad (2\text{-}6)$$

Ainsi $|E_-|_{x\,=\,l} - |E_-|_{x=0} = \frac{J_0 Z_{oa}}{2}\,l$ (2-7)

ici $|E_-|$: amplitude de tension progressive

Et maintenant en considérant la relation entre le courant électronique J_0 et la tension de la ligne de grille, on peut écrire

$$J_0 = g_m\,|E_g| \qquad (2\text{-}8)$$

E_g : la tension de grille

g_m : densité de transconductance (transconductance par longueur unitaire de la ligne)

Le gain N devient :

$$N = \frac{J_0 Z_{oa}}{2}\,l/|E_g| = \frac{1}{2}\,g_m\,lZ_{oa} = \frac{1}{2}\,G_m\,Z_{oa} \qquad (2\text{-}9)$$

G_m : transconductance de tube.

En suite examinons l'adaptation de la ligne anodique.

Supposons qu'une ligne anodique se termine à $x = l$ et que l'impédance connectée aux bornes soit Z_l (voir Fig. 3).

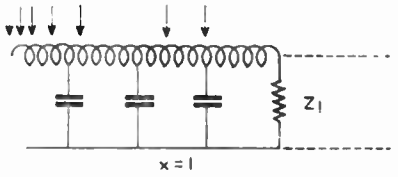


FIG. 3

Si l'adaptation de Z_l est parfaite, il n'y a pas de réflexion et on peut poser $C_2 = 0$

En supposant une autre condition

$$E = 0 \quad \text{à} \quad x = 0$$

par conséquent,

$$C_1 = 0$$

Ainsi on a la tension et le courant à $x = l$

$$E_{x=l} = \frac{1}{2} Z_{oa} J_0 l \varepsilon^{-\gamma l}$$

$$I_{x=l} = \left(\frac{1}{2} J_0 l - \frac{1}{2} \frac{J_0}{\gamma} \right) \varepsilon^{-\gamma l} \qquad (2\text{-}10)$$

Par la condition aux bornes

$$Z_l = \frac{E_{x=l}}{I_{x=l}} = \frac{l}{l - \frac{1}{\gamma}} Z_{oa} \qquad (2\text{-}11)$$

et $$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda}$$

λ : longueur d'onde

Ainsi on trouve

Si $l \gg \left| \frac{1}{\gamma} \right| = \frac{\lambda}{2\pi}$

$$Z_l \approx Z_{oa} \qquad (2\text{-}12)$$

Pour d'autre cas, Z_l ne sera pas égal à Z_{oa}

3 - Problèmes importants pour la réalisation du tube d'amplification distribuée

La réalisation du tube à amplification distribuée soulève quelques problèmes importants qui doivent être analysés, et particulièrement les trois points fondamentaux suivants :

— pertes de la ligne

— influence de la différence de vitesse d'onde sur les deux lignes

— dispersion du faisceau électronique.

3-1 PERTES DE LA LIGNE

Les lignes d'anode et de grille comportent naturellement des pertes. Par conséquent les signaux perdent une partie de leur énergie pendant la transmission.

Considérons le cas où les deux lignes subissent des pertes.

On voit sur la figure 4 une route d'amplification.

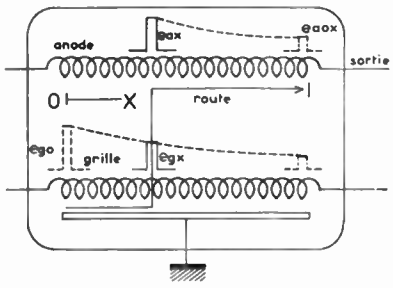


FIG. 4

Lorsque le signal sur la ligne de grille arrive au point x, son amplitude, grande à l'entrée : e_{go} s'affaiblit et devient : e_{gx}

Il se produit sur la ligne anodique une impulsion e_{ax}

$$e_{ax}\, dx = \frac{1}{2} g_m Z_{oa} e_{gx}\, dx \qquad (3\text{-}1)$$

Ce signal d'anode s'affaiblira aussi pendant sa transmission vers l'extrémité de sortie, et son amplitude aux bornes de sortie sera e_{aox}, comme on le voit sur la figure.

Si les constantes d'atténuation des lignes d'anode et de grille sont respectivement α_a et α_g les relations entre les amplitudes ci-dessus peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} e_{gx} &= e_{go} \varepsilon^{-\alpha g x} \\ e_{aox} &= e_{ax} \varepsilon^{-\alpha_a (l-x)} \end{aligned} \qquad (3\text{-}2)$$

Et on obtient :

$$e_{aox}\, dx = \frac{1}{2} g_m Z_{oa} e_{go} \varepsilon^{-\alpha g x} \varepsilon^{-\alpha a (l-x)}\, dx \qquad (3\text{-}3)$$

Par l'intégration sur toutes les routes d'amplification c'est-à-dire, sur tous les points d'amplification x, on trouve le gain du cas où l'atténuation existe.

$$\begin{aligned} e_{ao} &= \int_0^l e_{aox}\, dx \\ &= \frac{1}{2} g_m Z_{oa} \frac{\varepsilon^{-\alpha_g l} - \varepsilon^{-\alpha_a l}}{\alpha_a - \alpha_g} e_{go} \\ &= \frac{1}{2} G_m Z_{oa} \frac{\varepsilon^{-\alpha_g l} - \varepsilon^{-\alpha_a l}}{(\alpha_a - \alpha_g) l} e_{go} \end{aligned} \qquad (3\text{-}4)$$

avec e_{ao} : tension de sortie aux bornes de la ligne anodique.

Ainsi le gain sera

$$N = \frac{1}{2} G_m Z_{oa} \frac{\varepsilon^{-\alpha_g l} - \varepsilon^{-\alpha_a l}}{(\alpha_a - \alpha_g) l}$$

$$= N_o \frac{\varepsilon^{-\alpha_g l} - \varepsilon^{-\alpha_a l}}{(\alpha_a - \alpha_g) l}$$

où $$N_o = \frac{1}{2} G_m Z_{oa} \qquad (3\text{-}5)$$

3-2. INFLUENCE DE LA DIFFÉRENCE DE VITESSES D'ONDE A DEUX LIGNES.

L'ajustage complet d'égalisation des vitesses d'onde de deux lignes n'est pas facile. Voyons l'influence de la différence de vitesse des deux ondes sur le gain.

On voit sur la figure 5 deux lignes d'anode et de

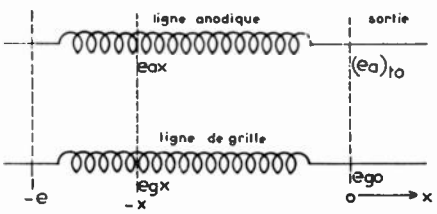


FIG. 22

grille sur lesquelles des ondes sinusoïdales se transmettent. Si les vitesses des ondes sur ces lignes sont v_a, v_g et les constantes de phase β_a, β_g, on trouve la transmission d'onde sur la ligne de grille.

$$e_{gx} = e_{go} \sin(\omega t - \beta_g x) \qquad (3\text{-}6)$$

e_{gx} : tension à x

e_{go} : l'amplitude de tension de grille

Ici on prend x comme sur la figure 5.

Quelle est la tension de sortie au temps $t = t_o$.

La tension à $-x$ à l'instant τ seconde avant t_o est

$$e_{gx} = e_{go} \sin\{\omega(t_o - \tau) + \beta_g x\} \qquad (3\text{-}7)$$

Ce signal produit la tension anodique

$$e_{ax}\,dx = \frac{1}{2} g_m Z_{oa} e_{go} \sin\{\omega(t_o - \tau) + \beta_g x\}\,dx \qquad (3\text{-}8)$$

Et en substituant

$$\beta_g = \frac{\omega}{v_g}, \quad \tau = \frac{x}{v_a} \qquad (3\text{-}9)$$

On trouve

$$e_{ax}\,dx = \frac{1}{2} g_m Z_{oa} e_{go} \sin\left\{\omega\tau\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right) + \omega t_o\right\} dx \qquad (3\text{-}10)$$

En intégrant pour toutes les routes d'amplification, on obtient la tension de sortie à l'instant $t = t_o$.

$$(e_a)_{t_o} = \int_{-l}^{o} e_{ax}\,dx$$

$$= \frac{1}{2} G_m Z_{oa} \frac{1}{\omega\tau_a\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)} \left\langle \cos\omega t_o \left[-1 + \cos\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\}\right] - \sin\omega t_o \sin\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\} \right\rangle e_{go}$$

$$= N_o \frac{1}{\omega\tau_a\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)} \left\langle \cos\omega t_o \left[-1 + \cos\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\}\right] - \sin\omega t_o \cdot \sin\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\} \right\rangle e_{go} \qquad (3\text{-}11)$$

ici, $\tau_a = \dfrac{l}{v_a}$

On peut écrire (3-11) plus simplement.

$$(e_a)_{t_o} = N_o \cdot D \cdot \sin(\omega t_o + E) \cdot e_{go}$$

où

$$D = \left[-1 + \cos\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\}\right] \Big/ \sin E \cdot \omega\tau_a\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)$$

$$E = tan^{-1} \frac{-1 + \cos\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\}}{-\sin\left\{\left(\frac{v_a}{v_g} - 1\right)(-\omega\tau_a)\right\}} \qquad (3\text{-}12)$$

D et E représentent la perte de l'amplitude et le déphasage de tension de sortie à cause de la différence de vitesses d'onde des deux lignes.

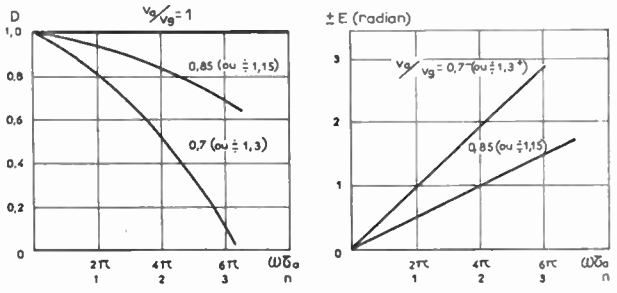


FIG. 22

On indique ces formules sur la figure 6 pour cinq paramètres

$$\frac{v_a}{v_g} = 1.3,\ 1.15,\ 1,\ 0{,}85,\ 0.7$$

3-3. DISPERSION DU FAISCEAU ÉLECTRONIQUE,

Idéalement les électrons émis de la cathode traversent l'espace groupés, mais en réalité ils se dispersent comme on le voit sur la figure 7. Quelle est l'influence de la dispersion des électrons sur le gain.

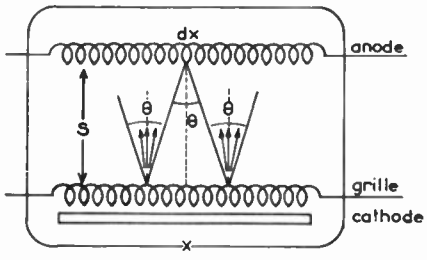


FIG. 7

Pour simplifier le calcul on supposera que l'angle de dispersion des électrons est 0 et que dans cet angle la densité du faisceau électronique est uniforme.

Supposons un signal sinusoïdal se transmettant sur la ligne de grille.

Sur la partie dx à x de la ligne anodique arriveront les électrons de la partie entre $x - \frac{\theta S}{2}$ et $x + \frac{\theta S}{2}$ de grille.

Nous supposons que la cathode et la grille sont très rapprochées. Si la distribution des faisceaux électroniques émis de la cathode est

$$I_c \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda}\right) \tag{3-13}$$

λ : longueur d'onde

la densité du courant électronique injecté sur la partie dx à x de la ligne anodique est

$$I_{ax} = \int_{x-\frac{\theta S}{2}}^{x+\frac{\theta S}{2}} I_c \sin\left(2\pi \frac{x}{\lambda}\right) \frac{d\theta}{\theta}$$

S : distance entre l'anode et la grille

En introduisant $d\theta = \frac{dx}{S}$

$$I_{ax} = \frac{I_c \lambda}{\pi \theta S} \cdot \sin \frac{\pi \theta S}{\lambda} \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \tag{3-14}$$

Si l'on met la dispersion des électrons sous la forme

$$B = 0 \cdot S$$

On obtient :

$$I_{ax} = I_c \frac{\lambda}{\pi B} \cdot \sin \frac{\pi B}{\lambda} \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \tag{3-15}$$

En posant $B = 0$ on aura

$$I_{axo} = I_c \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \tag{3-16}$$

Et la diminution de l'amplitude du courant à cause de la dispersion électronique sera

$$\frac{|I_{ax}|}{|I_{axo}|} = \frac{\lambda}{\pi B} \sin \frac{\pi B}{\lambda} \tag{3-17}$$

On voit cette diminution de l'amplitude sur la figure 8.

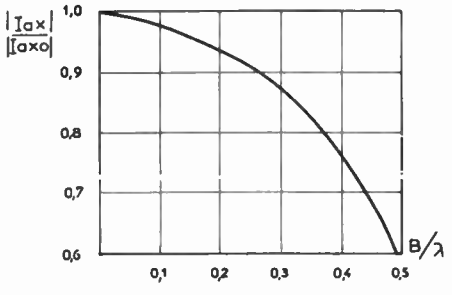


FIG. 8

Jusqu'ici nous avons vu la théorie de la fonction du tube d'amplification distribuée, maintenant voyons la description du tube réalisé.

4 — Un exemple du tube réalisé

4-1. CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES ET ÉLECTRONIQUES.

On voit sur la figure 9 la construction du tube.

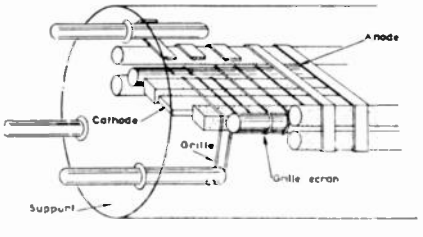


FIG. 9

Les deux lignes d'anode et de grille sont formées d'hélices coaxiales.

La cathode longue se place à l'axe. Et il y a une grille écran comme celle d'une tétrode classique.

Les dimensions principales des électrodes sont :

Cathode : longueur 40 mm

section 6 × 2,66 mm

Grille de commande : longueur 34 mm

(hélice de bobinage double), pas d'hélice : 0,3 mm (intervalle de chaque deux fils voisins 0,15 mm).

Fil diamètre 0,03 mm, longueur environ 4 m.

Grille écran : pas, 0,4 mm.

Diamètre des fils : 0,05 mm

Anode : longueur, 34 mm

(hélice de bobinage unique), pas d'hélice, 0,55 mm.

Fil ruban de section, 0,45 × 0,07 mm.

Longueur environ, 4,6 m.

Longueur du tube : environ 50 mm

Diamètre du tube : environ 40 mm.

On voit la photographie de ce tube sur la figure 10.

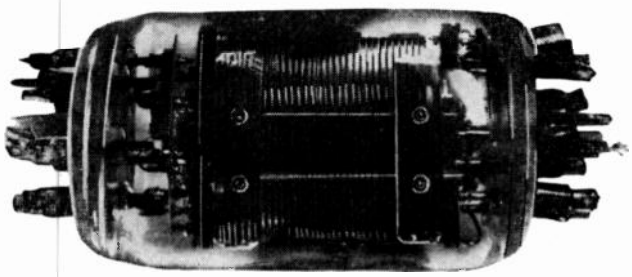


FIG. 10

Les caractéristiques électroniques sont les suivantes :

Puissance de chauffage de la cathode : 18 W.

Densité du courant cathodique : 44 mA/cm^2

Tension anodique : 200 V

Courant anodique : 150 mA

Tension écran : 57 V

Tension de grille : – 1 V

Transconductance : 50 mA/V.

4-2. AMPLIFICATION.

Le circuit d'amplificateur est représenté sur la figure 11.

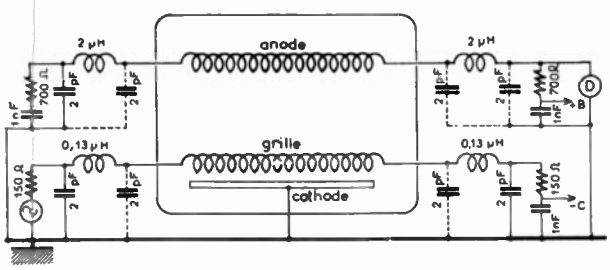


FIG. 11

On a employé des circuits de filtre passe-bas dont l'impédance image est égale à l'impédance caractéristique de chaque ligne pour la terminaison des lignes d'anode et de grille en raison de l'existence de capacités parasites d'environ 2 pF à la partie du support.

L'équilibrage d'impédance est réalisé dans la bande passante de ces filtres.

Les fréquences de coupure de ces deux filtres sont respectivement

110 MHz (anode)

440 MHz (grille)

Et les impédances caractéristiques sont respectivement :

700 Ω (anode)

150 Ω (grille)

On voit le gain obtenu sur la figure 12 (courbe 1).

Et maintenant analysons cette amplification en détail selon la discussion des paragraphes précédents.

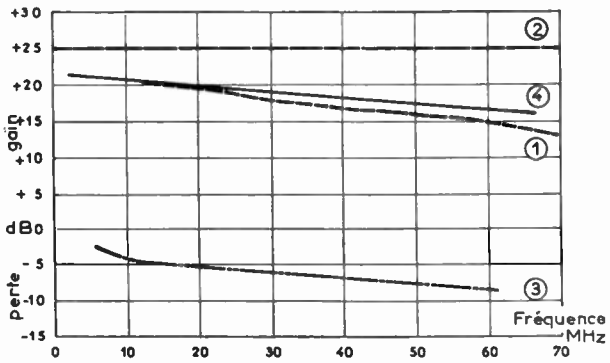


FIG. 12

4-2-1 *Pertes des lignes.*

La perte de la ligne anodique est petite et négligeable. Mais la perte de grille est importante.

Nous avons mesuré la perte de la ligne de grille en appliquant le signal aux bornes d'entrée de grille et en mesurant la tension apparue aux bornes de sortie de grille. Ainsi on a la perte de grille à chaque fréquence sur la figure 13 (courbe 1) et en même temps on trouve la constante d'atténuation de la ligne de grille α_g

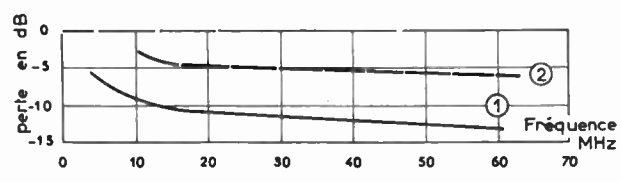


FIG. 13

C'est-à-dire, à haute fréquence

$$\varepsilon^{-\alpha_g l} = -13 \text{ dB}$$

et on a

$$\alpha_g \cdot l = 1{,}49.$$

Alors calculons la perte du tube produite par la perte de grille obtenue (on néglige la perte anodique).

La courbe 2 de la figure 13 représente la perte du tube.

Ensuite voyons la cause de perte de la grille.

Généralement on peut écrire la perte de la ligne à haute fréquence sous la forme :

$$P = \varepsilon^{-\alpha l}$$

et

$$\alpha = 0{,}5\left(\frac{R}{Z_o} + GZ_o\right)$$

P : perte

l : longueur de ligne

α : constante d'atténuation

R : résistance de ligne

G : conductance de ligne

Z_o : impédance caractéristique

La résistance totale du fil de grille est mesurée :

$$Rl = 360\ \Omega$$

la conductance totale de la ligne de grille est négligeable.

On a donc la perte calculée, en considérant que $Z_0 = 150\ \Omega$

$$P = \varepsilon^{-\alpha l} = \varepsilon^{-1,2} = -10{,}4\ \text{dB}$$

Cette valeur donne une assez bonne coïncidence avec la perte mesurée.

4-2-2 *Différence de vitesses de propagation d'onde sur deux lignes.*

Les vitesses d'onde sur deux lignes étaient égalisées avant le montage du tube par l'ajustage des pas d'hélices.

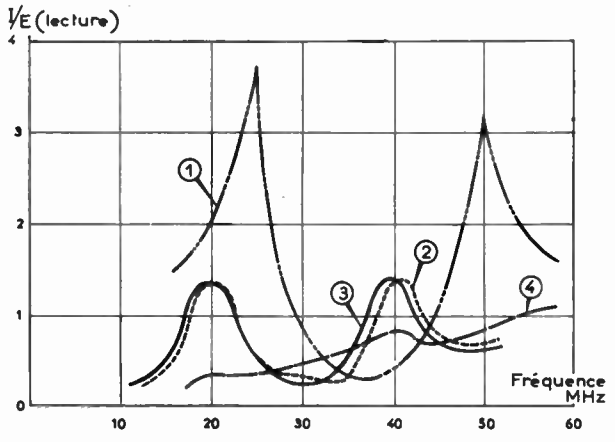


FIG. 33

Mais après l'achèvement du tube la vitesse d'onde a changé. Le changement de vitesse d'onde anodique est petit, mais celui de grille est assez important.

On voit les résultats de mesure des constantes de phase de la ligne de grille.

En mettant en court-circuit aux bornes de sortie de la ligne de grille, on a appliqué une tension alternative E aux bornes d'entrée et on a mesuré le courant d'entrée I.

L'ordonnée de la figure 14 donne le rapport I/E.

Dans ce cas le rapport I/E doit s'écrire

$$\frac{I}{E} = \frac{1}{Z_{og}} \cot \beta_g l$$

β_g : constante de phase

l : longueur de la ligne

Z_{og} : impédance caractéristique de la ligne

Ainsi on trouve que la constante de phase s'agrandit après l'achèvement du tube.

En d'autres termes, la vitesse d'onde sur la ligne de grille diminue dans la proportion de 1/1,22.

Examinons la perte selon la formule (3-12) et la figure 6.

La figure 15 donne la perte produite par la différence de vitesse de propagation sur les deux lignes.

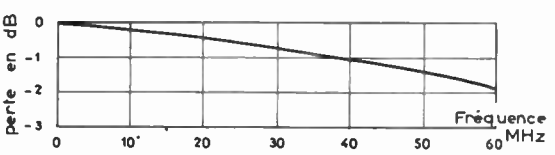


FIG. 33

4-2-3 *Comparaison des calculs et des résultats expérimentaux.*

On a vu deux sortes de pertes ci-dessus et maintenant voyons la comparaison des calculs et des résultats expérimentaux.

La transconductance de ce tube G_m est 50 mA/V et l'impédance caractéristique de la ligne anodique Z_{oa} est 700 Ω, par conséquent le gain sans perte N_o doit être

$$N_o = \frac{1}{2} G_m Z_{oa} = 24{,}9\ \text{dB}$$

Alors en considérant deux sortes de pertes (la perte à cause de la dispersion du faisceau électronique étant négligée)

On aura le gain calculé de ce tube

$$N = N_o + (P_L + P_V) \text{ dB}$$

P_L : perte par l'atténuation sur les lignes

P_V : perte par la différence de vitesse d'onde sur les deux lignes.

Les courbes 2, 3 et 4 de la figure 12 donnent N_o, $(P_L + P_V)$ et N respectivement. La courbe 1 donne le gain expérimental.

On trouve une bonne correspondance entre les deux courbes 1 et 4.

5. Conclusion.

Le principe de fonctionnement et les problèmes importants posés par la réalisation du tube d'amplification distribuée ont été discutés, et un exemple du tube réalisé dans notre laboratoire donnant une amplification dans une bande de quelques dizaines de MHz a été présenté.

Mais l'échantillon ayant motivé cet article n'est qu'un prototype.

Désormais beaucoup d'améliorations seront apportées dans le domaine de la technique de fabrication ainsi que dans celui de la théorie.

Un tube amplifiant une bande plus large doit être réalisé prochainement.

Je ne voudrais pas terminer sans témoigner au Dr KUWATA, chef de la division des tubes électroniques, ma très profonde reconnaissance pour la confiance qu'il a bien voulu m'accorder. Et je tiens aussi à exprimer ici ma vive gratitude à mes collaborateurs, M. OKAWARA et M. FUKETA.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PERCIVAL W.S. — Improvements in and relating to electron discharge devices. *Pat Spec.* N. 464 977, 1937.

[2] LEWIS I.A.D. — Analysis of a transmission-line type of thermionic amplifier valve. *Instn Elect. Engrs Monograph* N° 57, December 1952.

INFORMATIONS

DOCUMENTATION TECHNIQUE

LE « CALCULATEUR PÉDAGOGIQUE » DE LA SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

1. Conception générale

Le Calculateur Pédagogique de la SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES a été conçu dans le but de permettre un certain nombre de travaux pratiques et de démonstrations sur les opérations de base effectuées par les calculateurs arithmétiques électroniques. Il offre donc des facilités pédagogiques particulièrement intéressantes pour les Ecoles ou Centres d'Instruction qui ont à former des Ingénieurs ou des Techniciens que leurs fonctions ultérieures amèneront à connaître de la technique particulière à ce genre d'appareils. Un appareil de ce type est notamment utilisé par l'Ecole Supérieure de l'Aéronautique à Paris.

Un véritable calculateur, même du modèle le plus simple, représente un ensemble très complexe : il a donc fallu effectuer un choix sévère parmi les cellules constitutives pour isoler les quelques fonctions logiques véritablement de base sur lesquelles faire porter les manipulations. On est ainsi arrivé à la conception d'un certain nombre de sous-ensembles autonomes contenant chacun les circuits correspondant à l'une des fonctions de base retenues. Ces sous-ensembles ont été étudiés d'une façon très spéciale afin que la disposition de leurs circuits soit parfaitement claire et que la progression des calculs puisse être suivie grâce à des jeux de voyants lumineux connectés aux points intéressants des circuits.

En outre, on a voulu permettre la réalisation d'ensembles plus complexes faisant intervenir plusieurs fonctions élémentaires : les divers coffrets peuvent être aisément connectés les uns aux autres et une organisation générale des signaux a été étudiée de sorte que chaque sous-ensemble soit assujetti à les utiliser.

L'organisation d'ensemble du CALCULATEUR PÉDAGOGIQUE correspond à celle d'un calculateur travaillant sur des nombres de huit chiffres binaires, en mode série. Cependant, du fait de l'utilisation particulière du calculateur, des rythmes très spéciaux ont été choisis pour la succession des signaux :

1° N'importe quelle partie de l'appareillage peut fonctionner avec une succession arythmique des digits. Les chiffres sont alors produits manuellement par un opérateur qui dispose d'un manipulateur télégraphique. Ce mode de fonctionnement permet, grâce aux divers voyants lumineux de suivre « au ralenti » la réalisation des phases successives d'une opération quelconque ;

2° L'appareillage peut également fonctionner avec succession périodique des digits, comme dans un calculateur réel. Deux vitesses sont prévues :

a) L'une, à raison de 1 digit par seconde, est encore assez lente pour permettre de suivre à vue le fonctionnement d'après l'état des voyants lumineux ;

b) L'autre, à raison de 100 digits par seconde correspond à un fonctionnement « rapide », bien que relativement très lent par rapport à celui des calculateurs réels usuels.

2. Constitution du calculateur

Les principes qui ont présidé à la conception du CALCULATEUR PÉDAGOGIQUE ont abouti à la réalisation d'un jeu de sept coffrets mécaniquement identiques :

— un générateur de signaux de base ;
— deux décodeurs binaires d'adresses ;
— un registre statique ;
— un additionneur ;
— un registre à bascules ;
— un registre à tores magnétiques.

L'alimentation secteur 110 V ou 220 V est assurée par le générateur de signaux de base, cellule fondamentale de toutes les organisations de calcul. A partir du secteur, chaque sous-ensemble fabrique ses propres tensions à partir d'un châssis d'alimentation qui se retrouve, identique, dans tous les coffrets.

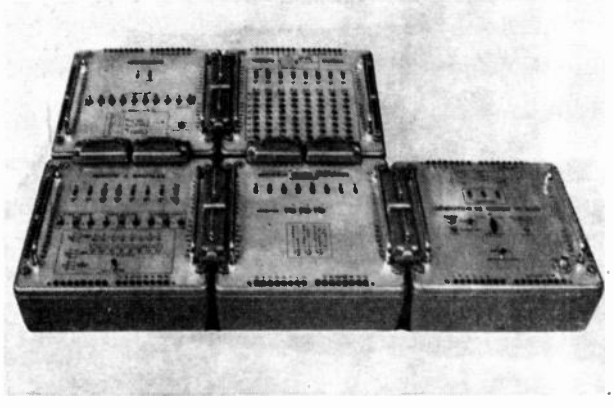


FIG. 1. — Calculateur pédagogique de la S.A.C.M. Exemple de montage des coffrets.

Remarque : Notations utilisées

Addition ET
0 ET 0 = 0
0 1 = 0
1 0 = 0
1 1 = 1

Addition OU
0 OU 0 = 0
0 1 = 1
1 0 = 1
1 1 = 1

α β γ — impulsions de sortie du compteur binaire (les huit combinaisons de α, β, γ sont les huit premiers nombres binaires).
ou nombres affichés sur le décodeur binaire d'adresses.

$\bar{\alpha}$ $\bar{\beta}$ $\bar{\gamma}$ — complément du nombre ci-dessus (inversion des « » et des « 1 »).

a, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h* — résultat du décodage de α, β, γ.
tension de sortie du distributeur.

A_0 à A_7 — nombres inscrits manuellement dans le registre statique.
bornes de sortie directe de ces nombres.

AB — borne de sortie d'un nombre du registre statique choisi par l'intermédiaire du décodeur binaire d'adresses.

3. Le générateur de signaux de base

CONCEPTION GÉNÉRALE

Le générateur de signaux de base est chargé de délivrer les signaux nécessaires au fonctionnement d'ensemble du calculateur ou au fonctionnement de ses constituants élémentaires. A une fréquence de récurrence déterminée par un « timing » de base, il élabore trois séries de signaux :

1° Impulsion-chiffre (durée : 7 ms, ce qui laisse au minimum un intervalle de 3 ms entre chiffres) ;

2° Impulsion de synchronisation d'opération (durée : 1 ms). Le temps de montée de cette impulsion coïncide avec le temps de montée de l'impulsion-chiffre.

3° Impulsion de synchronisation d'enregistrement (durée : 1 ms). Cette impulsion est émise au milieu de l'impulsion chiffre.

Quant au « timing » de base, les nécessités pédagogiques exposées plus haut ont conduit à un choix entre :

— un fonctionnement arythmique manipulé ;

— un fonctionnement automatique lent (1 digit par seconde) ;

— un fonctionnement automatique plus rapide (100 digits par seconde).

Composition

Le générateur de signaux de base comporte essentiellement :

1° 1 générateur d'impulsions à 100 Hz ;

2° 1 générateur d'impulsions à 1 Hz ;

3° 1 système de déclenchement manuel d'impulsions ;

4° 1 générateur des impulsions dites « impulsions-chiffres » (IC) ;

5° 1 générateur des impulsions dites « impulsions de synchronisation d'enregistrement » ; (S.E.).

6° 1 générateur des impulsions dites « impulsions de synchronisation d'opération » (S.O.) ;

7° 1 compteur binaire à 3 étages (compteur par huit) ;

8° 6 circuits « ET » à régénération servant en même temps d'amplificateurs de sortie pour le compteur ;

9° 1 alimentation à partir du secteur.

Fonctionnement

Les trois générateurs des impulsions que nous venons de définir sont déclenchés au choix par le générateur d'impulsions périodiques à 100 Hz par celui à 1 Hz ou par le système de déclenchement manuel. Un dispositif électronique limite l'émission des impulsions-chiffres à huit, ce qui correspond à un cycle du compteur binaire et à une durée d'opération.

Au cours d'une opération on pourra observer, sur les trois indicateurs visuels $\alpha\ \beta\ \gamma$ du compteur, la succession des huit premiers nombres de la numération binaire.

4. Le décodeur binaire d'adresses

Conception générale

Le décodeur binaire d'adresses contient comme élément logique fondamental une matrice de diodes. Il peut être attaqué par un nombre de 0 à 7 exprimé dans le système binaire, donc à 3 digits. Il comporte huit sorties repérées de *a* à *h* : en fonctionnement une seule sortie est excitée, celle dont le numéro est égal au nombre attaquant le décodeur.

Composition

Le décodeur binaire d'adresses comporte :

1° 1 réseau matriciel à 24 diodes (6 colonnes — 8 lignes)

2° 8 amplificateurs régénérateurs de sortie de lignes ;

3° 8 indicateurs visuels ;

4° 3 commutateurs à trois positions ;

5° 1 alimentation à partir du secteur.

Fonctionnement

Dans ce dispositif un circuit, et plus précisément une ligne, est caractérisée entre 8 lignes : cette ligne est choisie par application sur les colonnes de la matrice d'un nombre binaire. Une ligne sera dite sélectée lorsqu'il existera entre elle et la masse une différence de potentiel.

On pourra faire fonctionner ce dispositif de deux façons :

1° En véritable décodeur binaire d'adresses. On composera pour cela une adresse sur le clavier constitué par les trois commutateurs à trois positions. Une tension apparaîtra sur une des lignes dénommées *a* à *h* ;

2° En distributeur. On connecte pour cela les colonnes du réseau matriciel aux sorties correspondantes du générateur de signaux de base. Etant donné qu'au cours d'un cycle d'opération, il apparaît successivement à ces bornes les huit premiers nombres de la numération binaire, ces nombres seront décodés par le système matriciel et il apparaîtra successivement sur chacune des huit lignes une tension de la durée d'un chiffre. Les indicateurs visuels permettront de suivre la distribution de l'« impulsion-chiffre » sur les huit lignes de sortie.

5. Le registre statique

Conception générale

Le registre statique constitue une mémoire à inscription manuelle qui permet d'introduire huit nombres de huit digits dans le calculateur. Cette mémoire est à lecture non destructive ; l'effacement doit être opéré à la main.

Ce type d'appareil peut, à première vue, être considéré comme étranger aux calculateurs réels. En fait, on trouve dans ceux-ci des organes identiques, ou de conception voisine, permettant l'introduction de programmes modifiables.

Composition

Le registre statique comprend :

1° 1 clavier de 64 interrupteurs (8 lignes et 8 colonnes) ;

2° 8 circuits ET disposés sur une deuxième sortie propre à chaque ligne ;

3° 1 circuit OU à huit entrées, suivi d'un amplificateur régénérateur ;

4° 8 indicateurs visuels ;

5° 1 alimentation à partir du secteur.

Fonctionnement

Ce registre se présente sous la forme d'une matrice régulière de 8 lignes et 8 colonnes dans laquelle on peut connecter à l'aide des interrupteurs, chaque ligne avec chaque colonne. Une diode se trouve mise en série avec chaque interrupteur afin d'éviter des interactions par des bouclages de circuits. Si donc nous considérons une ligne connectée par les diodes à certaines colonnes, les interrupteurs correspondants étant abaissés, cet ensemble de diodes se conduit vis-à-vis des colonnes comme un additionneur OU. On connectera les 8 colonnes (*a* à *h*) du registre statique, aux lignes correspondantes d'un décodeur binaire d'adresses fonctionnant en distributeur.

Au cours d'un cycle d'opérations, les impulsions de la durée d'un chiffre qui apparaîtront successivement sur les colonnes seront transmises ou non à la ligne que nous considérons suivant le positionnement des interrupteurs. On recueillera donc, sur la ligne de ce registre statique, un ensemble d'impulsions se présentant successivement dans le calculateur en vue d'opérations ultérieures.

Les lignes sont connectées directement aux sorties repérées A_0 à A_7. On pourra donc recueillir sur ces bornes les nombres binaires désirés.

Nous avons dit d'autre part que des circuits ET se trouvent alimentés sur une de leurs 2 entrées par la ligne correspondante. L'autre entrée du circuit est commandée extérieurement par un décodeur binaire avec affichage manuel de l'adresse (entrées *a'* à *h'*). Les huit circuits ET sont connectés finalement à un additionneur OU. Dans ces conditions, si l'on se place à la sortie de l'additionneur OU (bornes « *AB* »), on ne recueillera que le nombre binaire de l'ensemble (A_0 — A_7) dont le numéro d'ordre aura été affiché manuellement sur le décodeur binaire adjoint.

6. L'additionneur

Conception générale

L'additionneur permet d'obtenir, en mode série, les chiffres successifs de la somme de deux nombres binaires qui l'attaquent simultanément. Le bloc additeur employé seul, permet de vérifier le principe de l'addition chiffre par chiffre mais, pour effectuer une addition réelle, le bloc additeur doit être utilisé en conjonction avec d'autres circuits fournissant :

— l'attaque en mode série, par les deux nombres à ajouter ;

— les moyens de stocker le résultat.

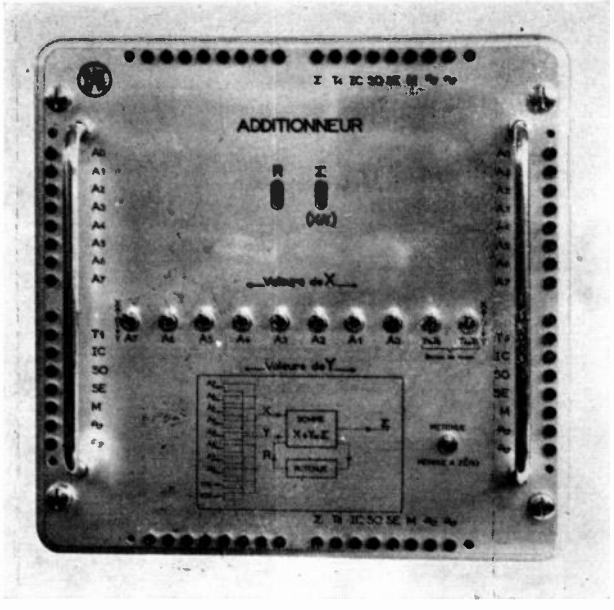


FIG. 2. — Calculateur pédagogique de la S.A.C.M. Face avant de l'un des coffrets (additionneur).

COMPOSITION

L'additionneur comporte :

1° Un régénérateur d'impulsions sur chacune des deux entrées de chiffre ;

2° Un dispositif « complément » sur chacune des deux entrées de chiffre ;

3° Un additionneur à diodes à trois entrées.

Il est lui-même composé d'une matrice à diodes de six colonnes et sept lignes, d'un additionneur OU à quatre entrées et d'un additionneur OU à trois entrées.

4° Un dispositif électronique retardant la valeur du chiffre « retenue » obtenu à la sortie de l'additionneur à diode et le reportant à l'entrée de ce même additionneur ;

5° Une alimentation à partir du secteur.

FONCTIONNEMENT

La matrice à diodes est alimentée suivant ses six colonnes par :

1° le premier nombre à additionner, X ;

2° le complément de X ;

3° le deuxième nombre à additionner, Y ;

4° le complément de Y ;

5° la retenue de l'addition précédente, R ;

6° le complément de la retenue.

Le chiffre somme est obtenu sur une ligne d'un certain groupe de quatre lignes. Ces quatre lignes sont donc suivies d'un additionneur OU à la sortie duquel on recueillera toujours la somme de deux chiffres, soit Σ

La retenue est obtenue sur l'une des trois autres lignes de la matrice qui sont donc également suivies d'un circuit additionneur OU. A la suite de celui-ci se trouve le dispositif de retardement. Ce dispositif est entièrement électronique. Le chiffre de retenue (0 ou 1) est mis en mémoire dans un registre à bascule depuis le début de son émission jusqu'à un court instant avant l'émission du chiffre suivant. On effectue à ce moment un transfert de ce premier registre sur un second registre connecté aux entrées « retenue » de la matrice. Les tensions correspondant aux chiffres « retenues » et « complément de la retenue » sont donc appliquées à l'entrée de la matrice pendant toute la durée du chiffre suivant.

Pour additionner deux nombres, on connectera au moyen des inverseurs du panneau de commande l'entrée X de l'additionneur soit sur un des nombres A_0 à A_7 provenant du registre statique soit sur une des entrées T_1 et T_6. On connectera l'entrée Y sur un deuxième nombre de la série $A_0 - A_7$ ou sur une autre entrée T_4 et T_8, elle-même connectée par exemple à un autre système de registre. On déclenchera l'opération à partir du générateur de signaux de base. Les deux nombres X et Y se présenteront simultanément chiffre à chiffre à l'entrée de l'ensemble additionneur. A chaque instant de chiffre, l'additionneur fournira le chiffre somme et gardera en mémoire la retenue à reporter sur l'instant chiffre suivant.

7. Le registre à bascules

CONCEPTION GÉNÉRALE

Le registre à bascules de transistors est conçu pour stocker un nombre de huit digits se présentant en mode série. Il contient les portes nécessaires pour aiguiller chaque digit vers l'élément de mémoire qui lui est réservé : il doit donc être attaqué simultanément par un décodeur d'adresse délivrant les impulsions indiquant le rang du digit à stocker.

De plus, ce registre contient les portes de lecture qui lui permettent sur interrogation, de fournir en mode série le nombre qu'il contient.

COMPOSITION

Le registre à bascules comprend :

1° 8 bascules ;

2° 8 circuits ET à trois entrées d'accès aux bascules ;

3° 8 circuits ET à deux entrées d'interrogation de bascules;

4° 1 circuit OU à régénération ;

5° 8 indicateurs visuels ;

6° 1 alimentation à partir du secteur.

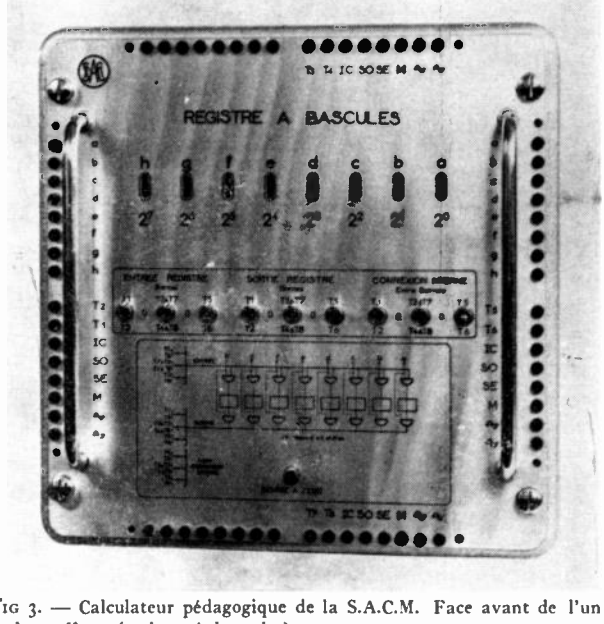


FIG 3. — Calculateur pédagogique de la S.A.C.M. Face avant de l'un des coffrets (registre à bascules).

FONCTIONNEMENT

Les impulsions formant le nombre binaire arrivent en série à l'entrée du dispositif d'enregistrement et sont appliquées simultanément aux huit circuits ET d'accès aux bascules. On applique également à ces circuits ET les impulsions provenant des 8 circuits du décodeur d'adresses, utilisé en distributeur, et l'impulsion dite de « synchronisation d'enregistrement » qui se produit au milieu de la durée de chaque chiffre.

Au cours d'un cycle d'opérations, les circuits ET d'entrée seront successivement alimentés sur une entrée par les tensions

de distribution (*a* à *h*). Les impulsions d'un nombre arrivant en série et en synchronisme avec les impulsions de distribution ne trouveront donc chacune qu'une bascule dont le circuit ET sera alimenté et elles viendront se classer suivant leur ordre dans les 8 registres à bascules. Les registres sont attaqués d'une façon dyssymétrique par l'impulsion chiffre, l'autre entrée servant à la remise à zéro.

Les circuits de sortie, ou encore d'interrogation des registres sont constitués par huit circuits ET à deux entrées ; une entrée reçoit la tension provenant d'une bascule, l'autre entrée est connectée à une des bornes d'entrée des tensions provenant du distributeur (tensions *a* à *h*). Les sorties des huit circuits ET sont connectées à un circuit additionneur OU suivi d'un régénérateur-amplificateur. On recueillera donc finalement un nombre binaire à émission des chiffres en série correspondant à l'analyse par des tensions provenant du distributeur.

8. Le registre à tores magnétiques

Conception générale

Le registre à tores magnétiques permet de stocker 64 digits, soit huit nombres de huit digits chacun. Cette mémoire contient, en plus de la matrice à tore proprement dite, une matrice à 24 diodes (6 colonnes, 8 lignes) identique à celle qui est utilisée dans le décodeur binaire d'adresses. Ces circuits sont en outre complétés par :

— des étages de puissance capables de délivrer un courant suffisant dans les fils de commande ;

— un amplificateur de lecture permettant de donner une impulsion de forme convenable (élimination des signaux parasites) ;

— les circuits engendrant des impulsions de service de forme convenable ;

— les circuits assurant à volonté la lecture ou l'écriture.

Ce registre est identique par ses dispositions et son fonctionnement aux mémoires à accès rapide couramment utilisées.

Composition

Le registre à tores comporte :

1º 1 amplificateur-régénérateur d'entrée ;

2º 1 décodeur binaire d'adressses à affichage manuel ;

3º 1 matrice à tores magnétiques de 8 lignes et 8 colonnes avec ses amplificateurs ;

4º 1 circuit régénérateur d'impulsions ;

5º 1 circuit de réinscription des impulsions après lecture ;

6º 1 alimentation à partir du secteur.

Fonctionnement

On sait que dans un tel dispositif de mémoire il faut, pour qu'un tore change d'état magnétique, qu'il soit soumis à un champ h_0. Ce champ sera produit, suivant le procédé classique, par le parcours dans deux fils traversant le tore, de deux courants d'intensité $I_0/2$. L'un des fils est un fil de ligne, l'autre fil est un fil de colonne de matrice. Les chiffres d'un même nombre seront inscrits sur les 8 tores d'une même ligne. Les chiffres de même rang des 8 nombres sont inscrits sur une même colonne.

La matrice à diodes est commandée à partir de trois inverseurs dont le positionnement représente l'adresse binaire interne de la ligne sur laquelle on doit inscrire un nombre, ou l'adresse de la ligne que l'on désire lire. Chaque ligne de la matrice est connectée par l'intermédiaire d'un amplificateur de courant à une ligne de la matrice à tores.

Les amplificateurs de courant de fils de colonnes reçoivent d'une part les tensions fournies par le distributeur matriciel relié au générateur de signaux de base (bornes *a* à *h*) et d'autre part les impulsions de synchronisation d'opération afin de fournir les deux courants $+ I_0/2$ et $- I_0/2$ correspondant à chaque fil de colonne.

Les amplificateurs de courant de fils de ligne reçoivent d'une part les impulsions du code à inscrire transformées sous la forme d'impulsion fines et les impulsions de synchronisation d'opération retardées et dérivées afin de fournir les courants $+ I_0/2$ et $- I_0/2$ dans le cas d'enregistrement.

Dans le cas de la lecture, on remplace les impulsions du code par les impulsions écrêtées et retardées provenant du fil de lecture car la lecture d'un tore est destructive. Ces impulsions sont rétablies sous la forme d'impulsions chiffres de 7 ms afin de pouvoir actionner un autre sous-ensemble.

9. Manipulation types

Le Calculateur pédagogique permet, par des groupements judicieux des coffrets entre eux, de réaliser les manipulations suivantes :

1re *Manipulation* : transfert d'un nombre du registre statique dans le registre à bascules (le nombre est choisi par son adresse dans le registre statique).

2e *Manipulation* : somme de 2 nombres pris dans le registre statique.

3e *Manipulation* : transfert d'un nombre du registre statique dans la mémoire à tores.

4e *Manipulation* : transfert d'un nombre de la mémoire à tores dans le registre à bascules.

5e *Manipulation* : transfert d'un nombre contenu dans le registre à bascule dans la mémoire à tores.

6e *Manipulation* : somme d'un nombre du registre statique et d'un nombre de la mémoire à tores.

7e *Manipulation* : somme de plusieurs nombres du registre statique avec inscription des résultats partiels dans la mémoire à tores, le registre à bascule servant de mémoire intermédiaire.

RÉSISTANCES D'ANTENNES DE 20 kW

refroidies à l'eau

La résistance à couche de grande puissance refroidie à l'eau SGWP 20 kW sert spécialement comme antenne fictive pour les ondes courtes et ultra-courtes jusqu'à 300 MHz. Une possibilité de fixer un « cornet exponentiel », ce qui entre en ligne de compte à partir de 25 MHz, est prévue. En raison de la constance et de l'homogénéité de la couche, on obtient une bonne adaptation.

Ainsi qu'on peut le voir sur la coupe, la résistance se compose essentiellement d'une partie inférieure 1 et d'une partie supérieure 2, entre lesquelles est appliqué le potentiel haute fréquence, et qui sont rendues solidaires par le barreau 3 en matière isolante. Ces deux parties sont connectées aux capuchons 4 et 5, eux-mêmes emmanchés sur le support de la couche de carbone 6.

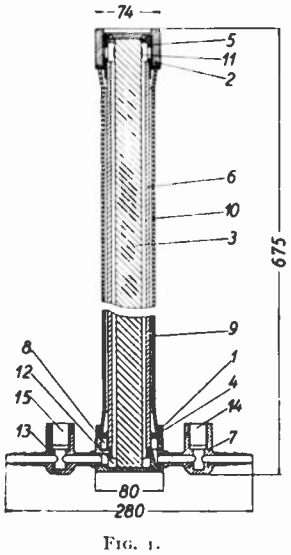


Fig. 1.

L'eau de refroidissement arrive par le raccord 7 dans l'espace annulaire 8 de la partie inférieure 1 et s'écoule vers le haut à grande vitesse dans le canal annulaire 9 ménagé entre le support de la couche de carbone 6 et le cylindre de verre 10, le long de

la couche de la résistance, jusqu'à ce qu'elle entre par l'orifice 11 à l'intérieur du capuchon supérieur 5 et dans l'espace compris entre le barreau 3 et le support de résistance 6. De là, elle s'écoule le long de la face interne de ce support 6 dans l'espace 12 existant dans la partie inférieure 1, et ressort par le raccord 13. Dans les raccords 7 et 13, les supports 14 et 15 sont prévus pour la fixation de thermomètres. Dans le cas où l'on désire fixer un « cornet exponentiel » il est recommandé de tourner les supports de thermomètre de 180°, de façon que l'entonnoir ne soit pas gêné par ces supports. L'entrée d'eau est alors utilisée comme sortie et inversement. Les raccords 7 et 13 sont prévus pour recevoir des tuyaux de caoutchouc, mais des modèles pouvant recevoir des raccords filetés sont également livrables sur demande.

Les températures d'entrée et de sortie de l'eau peuvent être mesurées à 0,1 °C près avec des thermomètres incorporés à l'ensemble. Si l'on mesure également le débit d'eau, on peut donc déterminer calorimétriquement à 1 % ou 2 % près, l'énergie électrique perdue. Par des mesures électriques on ne pourrait la connaître qu'à 10 % au 20 % près. Le débit d'eau ne doit pas être inférieur à 25 l/mn. Une différence de température de 15 °C à 20 °C entre l'entrée et la sortie s'est révélée particulièrement satisfaisante.

La puissance de service de 20 kW peut être dépassée de 50 % sans inconvénient pendant quelques instants. Les valeurs ohmiques normales sont comprises entre 10 et 250 Ω, les valeurs inférieures à 10 Ω peuvent être livrées sur demande.

— Exemple de commande : 2 unités SGWF 20 kW 60 Ω.

Nous fournissons sur demande les résistances refroidies à l'eau de puissance différente.

Pour tous renseignements, s'adresser aux Etablissements COREL, 25 rue de Lille, Paris (7e).

ÉQUIPEMENT DE PRISES DE VUE DIRECTES
TH. T. 628/638

Le nouvel équipement TH.T. 628/638 de la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON, se compose d'une caméra de prises de vues à tube analyseur image orthicon et d'un coffret auxiliaire groupant un récepteur de contrôle, un oscilloscope et tous les circuits nécessaires à l'élaboration d'un signal video de télévision.

Le coffret contient également les alimentations stabilisées ou non pour l'ensemble de la chaîne de prise de vues.

La caméra est reliée au coffret par un câble souple multiconducteur dont la longueur peut atteindre 300 mètres.

Cet équipement est particulièrement indiqué pour un fonctionnement en studio ou en reportage extérieur ; il est simple, il est stable, il est sûr. Son poids et son volume réduit permettent des déplacements faciles.

Description technique

1° CAMÉRA DE PRISE DE VUES TH.T. 628

Equipée d'un tube analyseur image orthicon type 5820, ou similaire, la caméra peut être munie au choix d'objectifs à foyer variable de fabrication ANGÉNIEUX ou SOM BERTHIOT. Le remplacement d'un objectif par un autre est effectué dans un temps très court : une demi-minute. Une commande unique permet au caméraman de régler la mise au point et de choisir la distance focale. Le diaphragme du système optique est télécommandé depuis le caisson de voie. Une série de filtres montés sur un disque peut être intercalée sur le trajet optique.

La caméra est munie d'un viseur électronique à tube rectangulaire de 17 cm de diagonale et à fond plat ; son écran est métallisé, une grande brillance de l'image est obtenue grâce à une très haute tension élevée (15 kV). Une indication de la distance focale de l'objectif est répétée sur la face avant du tube viseur.

Pour obenir une longue durée de fonctionnement du tube analyseur l'ensemble tube et bloc de déviation est thermostaté et sa plage de fonctionnement est contrôlée entre 35 et 45° avec soufflage d'air le long du tube analyseur de l'arrière vers l'avant.

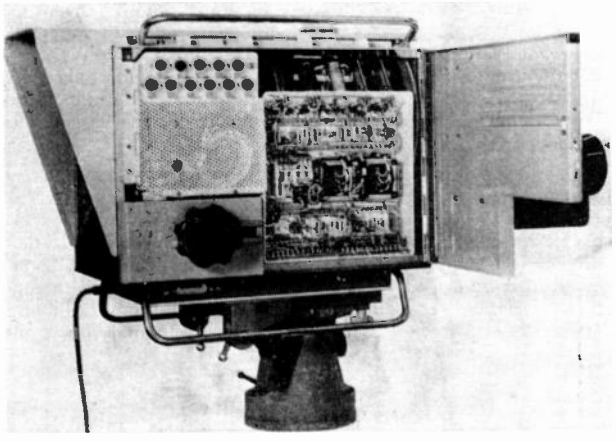


FIG. 1. — Caméra (TH.T. 628) vue droite, porte ouverte. En bas, à gauche, se trouve le bouton de la commande unique : mise au point, distance focale ; au-dessous le compteur horaire. On notera la parfaite accessibilité du matériel. (Cliché C.F.T.H. — P. CHOUFFET).

De plus la caméra peut être équipée d'un orbiter à commande électronique (à transistors) ce qui limite considérablement le marquage du tube sur des images fixes. La durée de vie du tube analyseur est très sensiblement accrue.

Un compteur horaire fonctionnant lors de la mise sous tension du tube analyseur est incorporé à la caméra. L'ensemble des circuits électroniques est réalisé sur deux châssis verticaux débattants assurant une accessibilité totale à tous les organes. La caméra est refroidie en air frais filtré.

2° COFFRET DE VOIE TH.T. 638

Cet élément comporte essentiellement :

— 1 récepteur de contrôle utilisant un tube cathodique rectangulaire de 25 cm de diagonale, avec une alimentation très haute tension stabilisée.

— 1 oscilloscope à tube cathodique à fond plat de 10 cm de diamètre permettant le contrôle du signal video final et des divers signaux élaborés dans le coffret.

— les commandes de la caméra et du récepteur de contrôle.

— 2 appareils de mesure : l'un indiquant la position du diaphragme de l'objectif de caméra, l'autre permettant de contrôler les différentes tensions stabilisées ou non nécessaires au bon fonctionnement de l'ensemble.

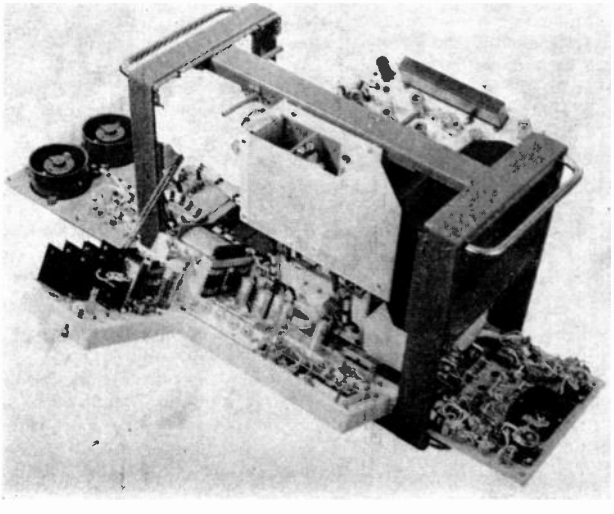


FIG. 2. — Caisson de voie, alimentation de voie et contrôle de voie (TH.T. 638). Châssis et panneau ouverts. On notera la parfaite accessibilité du matériel. (Cliché C.F.T.H. — P. CHOUFFET).

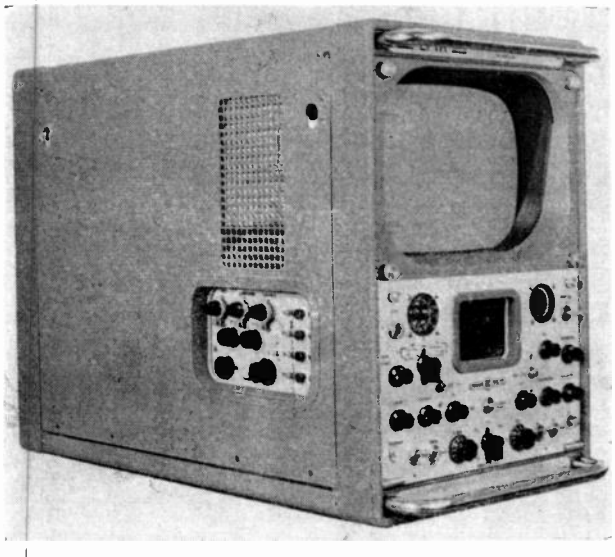


FIG. 3. — Caisson de voie, alimentation de voie et contrôle de voie (TH.T. 638) ; vue d'ensemble. (Cliché C.F.T.H. — P. CHOUFFET).

Un correcteur de gamma permet de modifier la courbe de réponse amplitude-amplitude dans le cas d'utilisation de tubes images orthicons à caractéristiques pratiquement linéaires (cas des tubes à intervalle grille-cible réduit).

Le réseau interphone est prévu pour fonctionner avec une batterie tampon à recharge automatique sur l'alimentation réseau ; cet interphone est équipé de transistors et peut fonctionner pendant deux heures sans aucune alimentation extérieure.

Toutes les alimentations de la caméra et du coffret sont groupées : certaines sont stabilisées, la régulation étant alors obtenue par des circuits à transistors. Ce coffret comporte un sous-ensemble amovible, dit « platine signaux » permettant un changement rapide du standard. L'ensemble est refroidi par deux ventilateurs qui maintiennent le caisson en pression d'air frais filtré. Deux châssis basculants assurent une accessibilité totale du matériel.

3° CABLE CAMÉRA

Le câble utilisé comporte un nombre réduit de conducteurs : 2 coaxiaux, 2 quartes blindées, 9 conducteurs simples. L'ensemble étant recouvert d'un blindage et d'une couche de chlorure de polyvinyle.

Le diamètre du câble est de 16 mm. Les fiches de raccordement sont du type « étanche et allégé ».

Spécifications d'ensemble

L'équipement de prise de vues TH.T. 628/638 est prévu pour fonctionner sur les standards suivants : 405, 625 ou 819 lignes, 50 trames par seconde ou 525 lignes 60 trames par seconde. Les signaux de commande peuvent être du type à 3 ou 4 signaux de base, positifs ou négatifs, avec avance de phase ou non.

Cet équipement est du type asynchrone.

Les signaux de sortie sont au nombre de deux : 1 signal vision (sans synchro), 1 signal video (avec synchro).

Les signaux sont de polarité positive, le niveau nominal étant de 1 volt pour une impédance de 75 Ω.

Objectif : La caméra peut être équipée au choix d'un des objectifs à focale variable suivante :

— ANGÉNIEUX	50/200 mm	ouverture	F : 3
— ANGÉNIEUX	35/140 mm	—	F : 3,8 (en préparation)
— ANGÉNIEUX	100/400 mm	—	F : 6,3
— SOM BERTHIOT....	60/240 mm	—	F : 5,9
— SOM BERTHIOT....	50/250 mm	—	F : 3,8 (en préparation)

Caractéristiques mécaniques

Caméra	hauteur	470 mm
	largeur	300 mm
	longueur	600 mm
	poids (envir.)	40 kg sans objectif
Caisson de voie	hauteur	450 mm
	largeur	300 mm
	longueur	600 mm
	poids (envir.)	50 kg

Consommation secteur

450 VA,
Monophasé 50 ou 60 Hz,
120 ou 220 volts avec prises,
à − 10 − 5 0 + 5 + 10 volts.

LE 21ème SALON DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION

Ouvrant à Paris la saison des salons spécialisés, le 21e salon de la Radio et de la Télévision a attiré de nombreux visiteurs dans le hall monumental de la Porte de Versailles, du 10 au 21 septembre 1959.

Rappelons que la parfaite organisation en était conjointement assurée par la Radiodiffusion-Télévision Française et la Fédération Nationale des Industries Electriques.

Cette dualité d'organisation a très nettement créé cette année, deux pôles d'attraction pour le public : d'une part, les constructeurs présentaient la gamme très variée de leurs productions, d'autre part, la R.T.F. montrait à tous « l'envers du décor » (studios de radiodiffusion et de télévision).

Nous n'avons remarqué aucune nouveauté sensationnelle ; les tendances observées l'année dernière se confirment : le transistor a totalement éliminé le tube dans les radiorécepteurs portatifs et récepteurs pour voitures ; un constructeur a même présenté un poste à transistors comportant la gamme « modulation de fréquence ».

Notons également des radiorécepteurs AM-FM sans étages BF, destinés a être associés à des amplificateurs à haute fidélité utilisables également pour l'écoute de disques de haute qualité.

La stéréophonie, sur disques fait également de plus en plus parler d'elle et la R.T.F. diffuse quelques émissions stéréophoniques, en utilisant jusqu'à présent deux émetteurs distincts.

Les constructeurs de téléviseurs ont atteint en matière de présentation une esthétique très valable ; ils ont également tendu vers la simplification des réglages.

Pendant la durée du Salon, la R.T.F. a réalisé un grand nombre de ses émissions habituelles dans les genres les plus variés depuis les studios de la Porte de Versailles. Le public a pu approcher et voir évoluer techniciens et artistes. Il disposait en effet de 850 places dans le studio de télévision et 600 dans le grand auditorium pour l'enregistrement public des émissions de radiodiffusion sonore. La R.T.F. avait également réalisé au Salon un studio pour émissions parlées, un auditorium de stéréophonie et un auditorium de modulation de fréquence.

En contrepoint de toutes ces nouveautés, la F.N.I.E. avait eu l'heureuse initiative de réunir avec le concours du Conservatoire National des Arts et Métiers et grâce à la complaisance de nombreux amateurs et collectionneurs une rétrospective de la radio des premiers âges.

G. R.

BIBLIOGRAPHIE

Probabilité et information, par A.M. YAGLOM et I.M. YAGLOM (traduit du russe par W. MERCOUROFF). Un vol. 11 × 16 cm, 185 pages, 16 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 1 350 F.

Ce petit ouvrage traite de la théorie de l'information celle-ci, on le sait, trouve des applications dans des domaines aussi divers que la physique théorique, la cybernétique, l'optique, la théorie de la transmission des signaux téléphoniques et radioélectriques et même la biologie.

Après un chapitre consacré à la théorie des probabilités indispensable pour la suite, les notions d'entropie et de quantité d'information introduites en 1948 par l'ingénieur américain SHANNON, sont ensuite étudiées. Elles sont alors appliquées en premier lieu à quelques problèmes « amusants » tels que nombres qu'il s'agit de deviner, recherche de pièces de monnaie fausses, etc. qui, par certains aspects, rappellent les « problèmes-jeux » relatifs aux cartes à jouer ou aux dés, dans lesquels il faut chercher l'origine des probabilités au XVII^{e} siècle, puis au problème de la transmission des messages et du codage dans une langue donnée ; à propos de la transmission au moyen de lignes imparfaites qui introduisent des erreurs, une formulation mathématique rigoureuse des notions d'entropie et d'information est donnée.

Ce livre sera lu avec intérêt non seulement par des mathématiciens, mais également par des ingénieurs, il constitue une excellente introduction à des ouvrages de niveau plus élevé des plus spécialisés.

R. O. E.

Groupes finis de symétrie et recherche de solutions de l'équation de Schrodinger, par L. MARIOT. Un vol. 11 × 16 cm, 114 pages, 8 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 960 F.

Dès que l'on aborde l'étude de la physique du solide, la connaissance de la théorie des groupes est une nécessité. Par ailleurs l'équation de Schrodinger et la mécanique quantique sont, à l'heure actuelle, les seuls instruments mathématiques permettant une description satisfaisante des phénomènes physiques à l'échelle atomique et moléculaire. Malheureusement, les problèmes complexes posés ne peuvent être résolus en toute rigueur et il faut utiliser des méthodes d'approximation pour en trouver des solutions. Le petit ouvrage de M. MARIOT comporte une étude simple et précise de ces problèmes.

L'auteur procède, tout d'abord, à un exposé élémentaire de la théorie des groupes finis, des groupes ponctuels et spatiaux de la cristallographie. Puis, après avoir rappelé les principes de la méthode d'approximation variationnelle en mécanique quantique, il montre comment la considération du groupe spatial associé au système proposé permet de trouver les caractéristiques fondamentales des fonctions d'onde du système.

Dans la dernière partie, un procédé particulier d'approximation variationnelle (le procédé des « ondes planes orthogonales ») est utilisé pour traiter avec beaucoup de détail un exemple précis : la recherche des niveaux énergétiques de conduction et de valence du diamant. Le lecteur pourra suivre avec profit l'application pratique des notions exposées précédemment.

Ce livre intéresse, professeurs, étudiants des Facultés des Sciences et des Grandes Ecoles. Il apportera des éléments de base aux physiciens, chercheurs et ingénieurs s'occupant en particulier de l'étude des propriétés des semi-conducteurs.

R. O. E.

Processus aléatoires et systèmes asservis, par J.H. LANING et R.H. BATTIN (traduit de l'américain par R. DANON et J. LAJZEROWICZ). Un vol. 16 × 25 cm, 452 pages, 100 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 6 600 F.

Dans tout système asservi on sait que le signal d'entrée n'est amais parfaitement défini et qu'il est, dans la plupart des cas, de caractère aléatoire ; caractère aléatoire qui traduit deux choses : le comportement inconnu a priori de ce que l'on mesure — position d'un niveau, température d'une enceinte — et le bruit de fond inhérent à tout appareil. Il est apparu très vite que toute méthode d'étude des asservissements devait laisser une grande place à l'étude du comportement des systèmes lorsque le signal d'entrée est un processus aléatoire c'est-à-dire une fonction aléatoire du temps.

Les mathématiques nécessaires à un tel travail sont fatalement complexes car elles font appel à différentes branches telles que le calcul des probabilités ou la théorie des fonctions, en général peu connues des ingénieurs. C'est à la suite des travaux de Wiener, Shannon, etc. qu'on a appliqué ces notions aux systèmes électroniques ; l'ouvrage de LANING et BATTIN, est un exposé de ces résultats.

Les premiers chapitres ont été consacrés à l'exposé du calcul des probabilités et à l'étude la plus générale des fonctions aléatoires. C'est au cours de ces chapitres que sont introduites les notions fondamentales d'indépendance et de corrélation, de processus stationnaires et ergodiques. Le chapitre suivant étudie l'effet de grenaille pure et les processus gaussiens qui en dérivent et jouent un très grand rôle dans la pratique.

Le reste de l'ouvrage traite du problème de la prédiction tel qu'il a été défini par WIENER : la prédiction d'un signal consiste à déterminer quelle sera sa forme la plus probable dans l'avenir. Différentes méthodes sont utilisées, toutes méthodes qui peuvent être appliquées pour concevoir un servomécanisme. Le dernier chapitre est plus spécialement consacré à l'étude des données expérimentales et à la façon de les utiliser au mieux.

R. O. E.

Les semi-conducteurs électroniques, par Dr. E. SPENKE (traduit de l'allemand par L. GODEFROY). Un vol. 16 × 25 cm, 368 pages, 187 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 5 600 F.

Dans cet ouvrage, l'auteur présente séparément, d'une part les principes physiques de la théorie des solides et du fonctionnement des transistors, d'autre part des compléments mathématiques destinés à justifier les résultats théoriques utilisés : ainsi le lecteur est à même, à partir de notions et d'hypothèses parfaitement définies, d'en déduire les conclusions pratiques essentielles.

Dans une première partie, le problème de la conductibilité électrique des cristaux, en liaison avec le modèle des bandes, est tout d'abord traité en expliquant notamment l'influence sur cette conductibilité des défauts de réseau, comme les lacunes et les centres d'impuretés. La notion de trou positif est présentée à l'aide de nombreux exemples. Cette partie s'achève sur un exposé consacré au fonctionnement des redresseurs et des transistors.

Dans la seconde partie, après un rappel des méthodes d'études des molécules étendues au cas du cristal complet, l'auteur en déduit de deux façons différentes et complémentaires la notion de bandes d'énergie. Il justifie ensuite les notions classiques de vitesse et de courant par une étude complète et précise de l'action d'un champ extérieur sur les électrons. Cela le conduit à donner un exposé original de l'effet Zener et de l'absorption optique. Dans la suite, l'auteur discute les notions de libre parcours moyen et de mobilité et applique aux électrons les résultats de la statistique de Fermi.

Deux chapitres particulièrement intéressants concernent, l'un la notion de temps de relaxation et de durée de vie, l'autre les propriétés électriques des surfaces des solides.

L'ensemble du livre, illustré de nombreuses figures très claires, permet au lecteur non averti d'avoir une vue d'ensemble très réaliste du domaine des redresseurs et des transistors. Mais il donne aussi au lecteur averti l'occasion d'approfondir des notions réputées classiques qui recouvrent souvent des réalités physiques complexes.

R. O. E.

WRH

Calculatrices numériques automatiques, par M.V. WILKES (traduit de l'anglais par J. ERNEST). Un vol. 14 × 22 cm, 402 pages, 116 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 3 800 F.

On sait que, par leur efficacité et leur rapidité de fonctionnement, les calculatrices numériques automatiques interviennent de façon essentielle dans des domaines d'activités très divers : organisation d'une entreprise, d'une administration ou d'un centre de recherches scientifiques. Il n'est donc pas surprenant que cette question fasse l'objet d'une littérature déjà très abondante, où l'on trouve soit des articles étroitement spécialisés, soit des éléments de vulgarisation parfois hâtive.

L'ouvrage de M.V. WILKES comporte en particulier, après un chapitre intéressant faisant l'historique des machines à calculer numériques une description détaillée des éléments technologiques de base (en particulier une comparaison critique des différents systèmes de « mémoire ») et avec une synthèse des principes logiques mis en œuvre dans la construction et l'emploi d'une machine numérique. Signalons également les chapitres importants traitant des principes de l'organisation logique d'une machine et de l'élaboration d'un programme, ainsi que le chapitre consacré à la schématisation des circuits de calcul.

L'ouvrage est complété par un exposé détaillé portant sur la pratique des machines. L'auteur insiste en particulier sur les difficultés que rencontre l'utilisateur (erreurs, pannes, choix d'un code, etc.), et sur les questions d'entretien.

Une bibliographie annotée guide le lecteur désireux de se procurer de plus amples renseignements sur telle machine particulière ou sur un sujet quelconque discuté dans le texte.

L'ouvrage de M. V. WILKES peut être considéré comme un livre de base qui sera particulièrement utile aux ingénieurs et techniciens désirant s'initier à la technique et à l'organisation des grandes machines numériques.

R. O. E.

Calculateurs numériques, éléments et circuits, par R.K. RICHARDS (traduit de l'américain par H. SOUBIES-CAMY). Un vol. 15,5 × 24 cm, 538 pages, 166 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 6 400 F.

L'auteur de cet ouvrage se propose d'exposer les moyens mis en œuvre pour réaliser toutes les fonctions, autres que les opérations arithmétiques proprement dites, que l'on rencontre dans ces machines. Une synthèse des diverses techniques digitales en présence est présentée au lecteur, qu'il s'agisse de la réalisation des circuits logiques à diodes, à tubes, à transistors ou à noyaux magnétiques, ou encore des méthodes d'enregistrement et de lecture des informations sur bande magnétique ou dans les mémoires en ferrite, pour ne retenir que les plus importantes.

L'ouvrage s'adresse aux ingénieurs qui s'intéressent aux applications des techniques digitales aux calculateurs, ainsi qu'à ceux qui ont à résoudre des problèmes industriels de traitement de l'information.

R. O. E.

Automatisation industrielle, par W. HORNAUER (traduit de l'allemand par A. HUCHET). Un vol. 14 × 22 cm, 236 pages, 172 figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 2 200 F.

L'ouvrage comporte, après une première partie d'introduction consacrée au rappel des notions de base et aux indispensables définitions terminologiques, la description des moyens technologiques mis en œuvre dans les diverses catégories d'automatismes industriels, les équipements électriques, pneumatiques ou hydrauliques.

Dans la troisième partie de l'étude, consacrée aux applications, sont traités des exemples concrets de commandes automatiques par contacteurs et de grands ensembles industriels de régulation.

Ce livre intéressera l'homme chargé de responsabilité et absorbé par de multiples activités, technicien ou ingénieur de toutes industries, qui, au stade des études, des méthodes, de l'exploitation ou de la fabrication, éprouve le besoin d'une documentation sur les possibilités immédiates ou futures de l'automatisation.

R. O. E.

Technique des ultra-sons — Applications à basse et haute puissances, par A.E. CRAWFORD (traduit de l'anglais et adapté par J. PALME). Un vol. 14 × 22 cm, 472 pages, nombreuses figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 3 800 F.

Si, dans le passé, les ultra-sons ont été considérés comme faisant partie du domaine du physicien, ils ont, avec l'apparition de procédés ultra sonores confirmés, tels que le revêtement et le nettoyage des métaux, quitté le laboratoire et sont entrés dans le champ d'action de l'ingénieur. D'où l'actualité de ce livre, classique aux U.S.A., qui rassemble la somme des documents relatifs aux applications et aux effets des ondes ultra-sonores. Il permet d'étudier les méthodes d'émission et de comprendre la théorie afin d'appliquer la méthode avec efficacité.

L'ouvrage, divisé en trois parties principales (généralités, émetteurs et applications) fait état des utilisations les plus diverses que permet la technique des ultra-sons : dépoussiérage et dissipation des brouillards, usinage par ultra-sons, applications biologiques et médicales, appareillage de contrôle et de mesure... Il comporte en outre une table de formules, un tableau général détaillé des applications avec indication de leur principe et de leur degré d'industrialisation et un index alphabétique qui en rendent la consultation aisée et en font un outil de travail commode. Sous un volume relativement réduit, c'est donc un manuel dense et substantiel où le lecteur, ingénieur ou étudiant, puisera de nombreux renseignements : formules, schémas, photographies, courbes, tableaux de chiffres et références bibliographiques. A noter enfin que les suites fastidieuses de calculs ont été délibérément écartées de cet ouvrage, où les formules utiles se trouvent cependant clairement expliquées.

R. O. E.

Les récepteurs de télévision (tome I), par W.T. COCKING (traduit de l'anglais par H. PIRAUX). Un vol, 14 × 22 cm, 272 pages, nombreuses figures (Dunod. Paris 1959). Relié toile : 2 900 F.

Dans ce livre, l'auteur expose les principes généraux de la télévision, l'allure des signaux, les tubes à rayons cathodiques et les aimants utilisés. Il envisage ensuite les problèmes de la déviation électromagnétique et les solutions adoptées, puis décrit les divers systèmes de générateurs ainsi que les bases de temps de lignes et de trame, deux chapitres étant réservés aux circuits de sortie de celles-ci. Tout ce qui concerne la synchronisation y est également étudié au cours de trois chapitres.

C'est le mérite de l'excellent technicien britannique W.T. COCKING de réputation mondiale, d'avoir su rédiger un ouvrage aussi complet que possible qui ait pour objet non pas tant de donner des directives précises pour la construction d'appareils que de permettre de comprendre exactement le pourquoi et le comment de tout ce qui se passe dans cette remarquable machine qu'est un téléviseur.

R. O. E.

Manuel de base de l'ingénieur (tome I – Mathématiques, Mécanique), par S.H : son TIDESTROM (traduit du suédois par M. CHAUMELLE et A. PREVOT). Un vol. 15 × 22 cm, 678 pages, nombreuses figures (Dunod, Paris 1959). Relié toile : 5 800 F.

Ce « Manuel », part des mathématiques pour aboutir à la résistance des matériaux, en passant par la mécanique rationnelle et la dynamique des fluides. Chacun de ces chapitres est un exposé didactique qui doit retenir l'attention du lecteur grâce à la clarté du texte et à la cohérence des notations. Les tables de données sont renvoyées en fin de tome et un index alphabétique facilite les recherches. Signalons les chapitres « Déformation et écoulement », « Cohésion » qui éclairent d'un jour nouveau la résistance des matériaux.

Exécuté par toute une équipe de spécialistes, il veut atteindre un double but : d'une part, mettre à la disposition de son utilisateur, sous une forme aussi commode que possible, les méthodes aujourd'hui classiques qui, hier encore, ne se rencontraient que dans une littérature éparse et souvent difficilement accessible ; d'autre part, rendre nettement perceptible au lecteur ce qu'implique la nature réelle, non isotrope, des matériaux de construction et lui permettre d'utiliser pratiquement les notions modernes qui en découlent.

R. O. E.

COMMUNIQUÉS

PRIX GÉNÉRAL FERRIÉ

Le COMITÉ NATIONAL FERRIÉ rappelle qu'il a créé un PRIX ANNUEL DE CENT MILLE FRANCS destiné à récompenser un jeune Français ayant présenté une étude de nature à contribuer au progrès de la Radioélectricité.

Le jury est composé de hautes personnalités civiles et militaires. Les candidats doivent avoir accompli leur service dans l'Arme des Transmissions, ou faire partie des Services de Transmissions de la Défense Nationale, et présenter :

AVANT LE 31 DÉCEMBRE DE CHAQUE ANNÉE

un travail effectué dans un délai maximum de dix ans après la date normale de libération du Service.

Pour tous renseignements, s'adresser au COMITÉ NATIONAL FERRIÉ, 23, rue de Lubeck, Paris-16e.

FOIRE INTERNATIONALE DE HANOVRE 1960

Pour l'an IV du Marché Commun, la « Foire Industrielle d'Allemagne » bien connue sous le nom de : « Foire Internationale de Hanovre » réunira du 24 avril au 3 mai 1960, en une seule manifestation « la Foire Technique et la Foire Commerciale ».

En 1960, 5 000 exposants environ, tous producteurs, dont 800 étrangers approximativement, y participeront.

Par ordre d'importance, les branches suivantes seront présentes à Hanovre :

— Industries Mécaniques et Transformatrices des métaux englobant la construction de Machines et de Matériels de toutes sortes pour tous usages ;

— Industries de la Construction Electrique (Electrotechnique, Electronique, Electro-chimie, Radio et Télévision) ;

— Energie Nucléaire — Moteurs à combustion interne ;

— Industries de la porcelaine, de la céramique, du verre, horlogerie, argenterie, coutellerie, bijouterie, joaillerie, orfèvrerie;

— Outillages à main, mécanique de précision, instruments et appareils médicaux, optique, photographie, cinématographie ;

— Industries du bureau (machines, meubles, matériel et organisation, fournitures générales).

— Chimie, matières synthétiques, caoutchouc ;

— Quincaillerie, serrurerie, sanitaire, articles métalliques et produits de fonderie.

A noter en particulier que les groupes de la Construction Electrique réuniront 1 250 constructeurs allemands et étrangers, exposant sur une superficie de plus de 100 000 m² dans les halls nº 10, 11, 12, 13 et sur un terre-plein à l'air libre. La France sera présente dans ces groupes avec 75 exposants sur 3 000 m² environ.

Pendant la durée de la Foire industrielle, aura lieu sur l'Aéroport de Hanovre-Langenhagen

l'EXPOSITION ALLEMANDE DE L'AÉRONAUTIQUE

avec participation internationale

Il est intéressant de noter que la France cette année encore conservera la première place parmi les exposants étrangers et qu'elle sera en tête également pour le nombre des visiteurs-acheteurs qui viendront à Hanovre.

Pour tous renseignements complémentaires, cartes de légitimation, catalogues préliminaires, réservation de chambres, formalités de voyages, s'adresser à :

FOIRE INTERNATIONALE DE HANOVRE

16, rue Vézelay, Paris-8e

EURope 51.72 et 35.39

Imprimé en France — Imprimerie Marcel Bon. — Dépôt légal : 4e trimestre 1959. — I. nº 25. — 4.900. 578 E. nº 20. — La gérante : Mme Chiron.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
FEB 1 - 1960

39e ANNÉE - No 393
DÉCEMBRE 1959
PRIX : 400 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

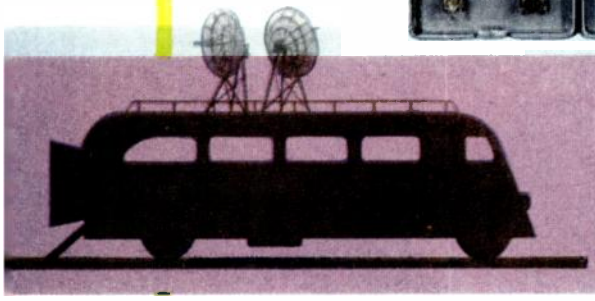
Chambres d'essais
FROID - CHALEUR
VIDE - HYGROMETRIE
et laboratoires complets d'essais climatiques
Constructeur : Ets SAPRATIN - PARIS

Dans ce numéro :

Transistor de type drift, J. MERCIER. — Méthode des nombres combinatifs, P. ZLATEV. — Jeux de stratégie, J. BOUZITAT. — Effet Doppler des satellites artificiels, G. BOUDOURIS, J. BOURNAZEL, E. VASSY — Faisceaux hertziens : les textes

Faisceaux HERTZIENS à vue 1959

RADIO LINK SYSTEMS



Nouvel ensemble de REPORTAGE

TV 6 (650 Mc/s)

Destiné aux émissions extérieures, cet équipement de reportage permet en particulier de transmettre des images à partir d'un véhicule en mouvement. Portée : 30 km environ. Bande passante : 8 Mc/s. Aérien : dipole, Yagi ou parabole. Alimentation : Secteur ou batterie.

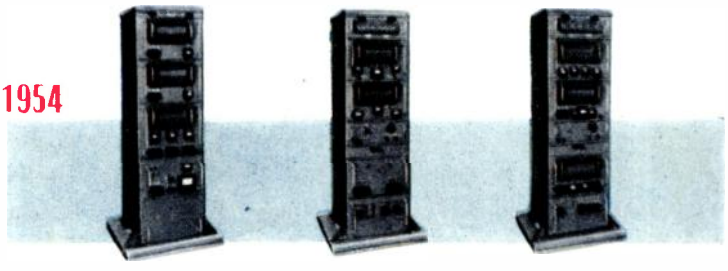
Vehicular link equipment for outdoor broadcast service, including transmission of video signals from a vehicule in motion. Range: approx. 30 km. Passband: 8 Mc/s. Antenna: dipole, yaggi or dish type. Battery or AC-line operated.

CZ 8 V (3300 - 3400 Mc/s)

Equipé d'un klystron oscillateur délivrant une puissance de 10 watts. Transmet une image de 10 Mc s. Equipe notamment la liaison BORDEAUX-PIC DU MIDI (213 km sans station intermédiaire)

Equipped with Klystron oscillator delivering 10 Watts. Transmits 10-Mc video signals. Typical of long-range performance of the link is the BORDEAUX-PIC DU MIDI hop-over (213 km no intermediate station)

1954

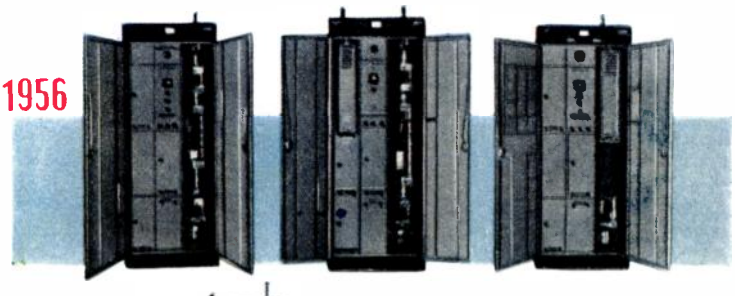


FHT 4003 (3800-4200 Mc/s)

Equipé de triodes amplificatrices à faible tension anodique (180 V), ce matériel fonctionne sans démodulation aux stations intermédiaires. Puissance : 1,5 W. Bande transmise 10 Mc s.
Prévu pour être télécommandé

Equipped with low anode voltage amplifier triodes. Link operates without demodulation at intermediate stations. Power: 1,5 W. Transmitted band 10 Mc s. Provision for unattended operation.

1956

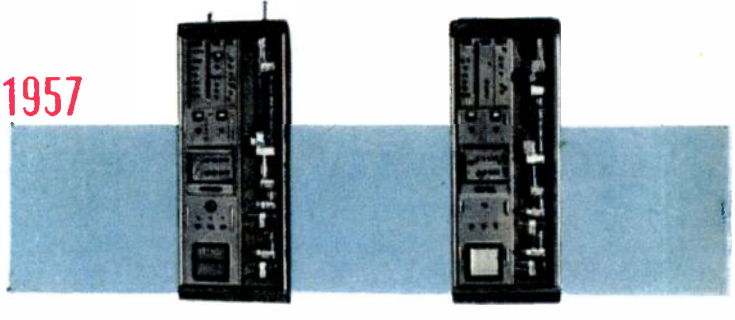


ERT 4060 - ERT 4120 (3800 - 4200 Mc/s)

Ce matériel transmet soit 60 soit 120 voies téléphoniques suivant les normes CCIR, sans démodulation dans les stations intermédiaires. Une voie de service est incorporée.

This equipment can transmit either 60 or 120 telephone channels to CCIR standards. No demodulation at intermediate stations. Incorporates engineer-wire channel.

1957

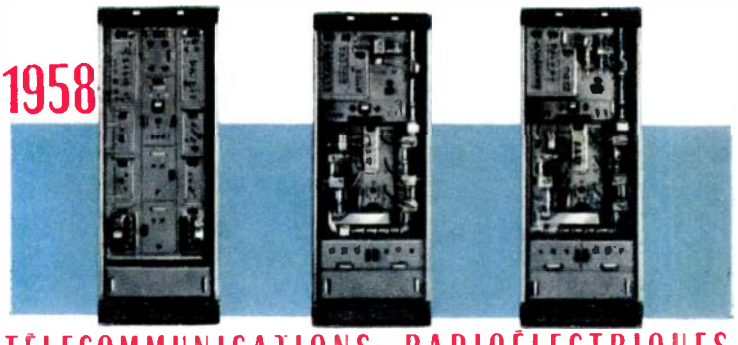


FHT 4076 (3800-4200 Mc/s)

Puiss. de sortie : 6 W. Transmet soit 600 voies téléph., soit un progr. TV 625 lignes (Normes CCIR). Matériel équipé de triodes à disques scellés, contenu dans 2 baies : modulation - démodulation, émet. - récept. (terminale ou répétrice).

Output power, 6 W. For the transmission of either 600 telephone channels or of 625-line TV program to CCIR standards. Equipped with sealed-disc triodes; housed in two bays: Modem unit, transmitter-receiver (terminal or repeater unit).

1958



TRT

TÉLÉCOMMUNICATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET TÉLÉPHONIQUES

SERVICES COMMERCIAUX - 88, Rue Brillat-Savarin - Paris-13

Téléphone : Port-Royal 69-45

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Vol. XXXIX **DÉCEMBRE 1959** **N° 393**

Rédaction de l'Onde Électrique :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse - Malakoff (Seine) - Tél. : ALÉSIA 04-16 - C.C.P. Paris 697-38

Montant des cotisations des Membres de la Société des Radioélectriciens :
Voir au verso de cette page à " Extraits des Statuts "

SOMMAIRE

		Pages
Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor de type drift *(Fin)*	J. MERCIER	897
La méthode des nombres combinatifs dans l'étude du champ électromagnétique	M. P. ZLATEV	908
Quelques aspects théoriques et pratiques des jeux de stratégie	J. BOUZITAT	913
Mesures sur l'effet Doppler-Fizeau des satellites artificiels	G. BOUDOURIS J. BOURNAZEL E. VASSY	934
Les textes du C.C.I.R. concernant les faisceaux hertziens	M. THUÉ	939
Vie de la Société		953
Informations		
B. Van der Pol		957
Colloque sur les faisceaux hertziens à Budapest		957
Documentation technique		958
Communiqués		958
Table des matières		961

Sur notre couverture :

Les chambres d'essais climatiques sont un élément vital d'expérimentation pour l'Electronique Professionnelle.

En haut :

La grande chambre de 22 m³ réalisée à la Compagnie Générale de T.S.F. pour les essais Froid-Chaud-Vide-Hygrométrie, et la chambre de 2 m³ du S.T.T.A.

En bas :

Le laboratoire d'essais climatiques de la Compagnie Industrielle des Téléphones.
La Société SAPRATIN réalise dans son usine de Nanterre toute la gamme des chambres climatiques et caissons d'essais, nécessaires aux Industries françaises et étrangères.
SAPRATIN, 68 à 70, rue de Meaux, Paris-19e. — Tél. BOL. 21.94 et la suite.

N.B. — Un article sur les divers essais climatiques en Electronique sera publié dans le numéro de février 1960 de l'Onde Electrique.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que les auteurs*

L'Onde Électrique, revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens, avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique, est éditée par :

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - Paris-6e - Tél. : MÉD. 18-93 - C.C.P. Paris 53-35

Abonnements à l'Onde Électrique souscrits directement aux Éditions Chiron :

Prix de l'abonnement annuel : France, 37 NF ; Etranger, 41 NF — Prix de ce numéro : 4 NF

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH - 161, Bd Saint-Germain - Paris-6e - Tél. : LIT. 79-53

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1959)

M. Paul ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications au L.N.R

Président désigné pour 1960

M. André ANGOT, Ingénieur Général, Directeur Technique, Société T.R.T

Vice-Présidents

MM. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.
G. GOUDET, Directeur du L.C.T.
A. BLANC-LAPIERRE, Directeur de l'Institut d'Etudes Nucléaires de l'Université d'Alger.

Secrétaire Général

M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.
L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.
Mlle BARET, Ingénieur Contractuelle des Constructions et Armes Navales.
M. J. DEZOTEUX, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Président	Secrétaire
1	Etudes générales.	M. ROUBINE	M. BERTEROTTIÈRE
	Groupe de mathématiques appliquées à la radioélectricité.		M. ROBIN
2	Matériel radioélectrique.	M. GAMET	M. DELY
3	Electro-acoustique.	M. DIDIER	MM. BUFFARD R. LEHMANN
4	Télévision.	M. ANGEL	M. DE THIEULLOY
5	Hyperfréquences.	M. BERNIER	M. CHARLES
6	Electronique.	M. GOUDET	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	Cl. LOCHARD	Mme ANGEL
8	Electronique appliquée.	Ingr. Gl. du G.M. GIBOIN	MM. LARGUIER G. ROTH
9	Electronique nucléaire.	M. LABEYRIE	M. BENOIT
10	Formation du Personnel technique.	M. RIVERE	M. GILABERT

Rédaction de l'Onde Electrique

M. B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications, *Président du Comité de Rédaction.*

M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications, *Rédacteur en Chef de l'Onde Electrique.*

M. F.D. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications.

M. M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.

Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision à la R.T.F.
— M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

Secrétaire. — M. N. SCHUTZ, Directeur de la Société Générale d'Electricité et de Radio.

Secrétaire-Adjoint. — M. J. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIO-ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité, l'électronique et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.*

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers	**25 N F**
Particuliers âgés de moins de 25 ans en cours d'études	**12,50 N F**
Sociétés ou Collectivités	**150 N F**
ou	**350 N F**
ou	**750 N F**
au gré de la Société ou Collectivité.	
Particuliers résidant à l'étranger	**25 N F**
plus frais postaux .... +	**5 N F**

* NDLR. Cette revue est l'**Onde Electrique**.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA DIFFUSION SUR LES CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR DU TYPE DRIFT *(Fin)*, par J. MERCIER, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de décembre 1959 (pages 897 à 907).

Après un rappel de la théorie classique de l'effet du champ interne, cet article expose l'influence des conditions technologiques sur les performances d'un transistor du type drift. L'intérêt de l'introduction de certains paramètres est mis en lumière.

Un schéma équivalent et ses limites de validité se déduit de l'examen de ces caractéristiques, et le principe des mesures de vérification est ensuite exposé.

Pour terminer, une synthèse à partir d'un certain nombre de données électriques est présentée comme guide dans l'élaboration de l'élément.

LA MÉTHODE DES NOMBRES COMBINATIFS DANS L'ÉTUDE DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE, par M.P. ZLATEV, *Professeur à l'Ecole Polytechnique de Sofia.* Onde Electrique de décembre 1959 (pages 908 à 912).

Dans le présent travail sont exposées les équations de Maxwell pour le champ électromagnétique en forme combinative. On définit les notions de résistivité combinative, de conductibilité combinative et de perméabilité diélectrique combinative. On exprime les vecteurs combinatifs de la densité du courant et de déplacement électrique en fonction du vecteur de l'intensité du champ électrique. On montre aussi la forme combinative du théorème de Poynting ainsi que des applications de ce théorème.

QUELQUES ASPECTS THÉORIQUES ET PRATIQUES DES JEUX DE STRATÉGIE, par J. BOUZITAT, *Ancien Elève de l'Ecole Normale Supérieure, Ingénieur en Chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques.* Onde Electrique de décembre 1959 (pages 913 à 933).

Le présent article expose les grandes lignes de la théorie des jeux, en insistant sur son rôle dans la décision et l'action humaines.

Après avoir cherché à préciser l'objet de la théorie des jeux, on présente d'abord la méthode de Pascal, qui conduit à la « règle des partis » dans les jeux de hasard pur, et qui, étendue aux jeux de réflexion pure, permet d'y établir l'existence d'un équilibre.

On définit ensuite les jeux de stratégie, avec leurs schémas de causalité et de finalité, qu'il est commode de présenter sous la « forme normale ». On étudie de façon assez détaillée, les « duels » — c'est-à-dire les jeux où s'affrontent deux joueurs dont les intérêts sont exactement opposés — en considérant successivement le jeu « tactique » et le jeu stratégique associé.

Puis on donne quelques indications sur les jeux ou interviennent à la fois la coopération et la lutte, et sur le mécanisme des alliances.

On termine par l'analyse d'une situation typique, empruntée à Conan Doyle.

MESURES SUR L'EFFET DOPPLER-FIZEAU DES SATELLITES ARTIFICIELS par G. BOUDOURIS, J. BOURNAZEL et E. VASSY, *Faculté des Sciences de Paris, Laboratoire de Physique de l'Atmosphère.* Onde Electrique de décembre 1959 (pages 934 à 938).

Après une brève revue de la littérature relative à l'effet Doppler-Fizeau des satellites, un dispositif expérimental assez simple, basé sur le principe des figure de Lissajous, est décrit. Le dépouillement des résultats s'effectue par une méthode grapho-analytique rapide. La précision finale est de 0,5 % sur la pente maxima de la courbe Doppler et de ± 1 seconde sur la détermination de son point d'inflexion.

LES TEXTES DU C.C.I.R. CONCERNANT LES FAISCEAUX HERTZIENS, par M. THUÉ, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications.* Onde Electrique de décembre 1959 (pages 939 à 942).

Après avoir rappelé comment les problèmes concernant les faisceaux hertziens sont apparus au C.C.I.R. à partir de 1951, et comment depuis cette date la plupart ont été résolus, on résume les principales recommandations en vigueur à ce sujet, à l'issue de la IX^e Assemblée Plénière qui s'est tenue à Los Angelès en avril 1959 : procédure générale d'interconnexion ; caractéristiques dans la bande de base, à la fréquence intermédiaire, aux fréquences radioélectriques ; circuits fictifs de référence et puissance de bruit admissible ; méthodes de maintenance. On termine en indiquant quels sont les problèmes non encore résolus qui restent à l'étude au C.C.I.R.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SOME THEORETICAL AND PRACTICAL ASPECTS OF THE THEORY OF GAMES by J. BOUZITAT, *Ancien Elève de l'Ecole Normale Supérieure, Ingénieur en Chef à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques.* Onde Electrique, December 1959 (pages 913 to 933).

This article describes the broad principles of the theory of games, and emphasises the role in relation to human decisions and actions. After seeking to define the object of the theory of games, the Pascal method is discussed. This leads to a rule in games of pure chance which can be extended to games of pure intelligence, and which enables the existence of a balance to be established.

« Games of Strategy » are then defined with their plans of action and conclusion, which are convenient to describe under « normal form ». The method of « duels » is meant a game involving two opponents whose interests are diametrically opposite. The tactical and associated strategic moves in the game are considered in turn.

Then some pointers are given concerning games where cooperation and opposition intervene, and also on the mechanism of alliances.

Finally, a situation borrowed from Conan Doyle is examined.

MEASUREMENT OF DOPPLER-FIZEAU, EFFECT WITH ARTIFICIAL SATELLITES by G. BOUDOURIS, J. BOURNAZEL and E. VASSY, *Faculté des Sciences de Paris, Laboratoire de Physique de l'Atmosphère.* Onde Electrique, December 1959 (pages 934 to 938).

After a short resume of Doppler effect associated with satellites, a simple experimental layout, based on Lissajous figures, is described. A rapid graphical-analytical method of reading off the results is described. The final precision is 5 % at the maximum slope of the Doppler curve and ± 1 second for the determination of its inflexion point.

INFLUENCE OF TECHNOLOGY AND OF DIFFUSION ON THE CHARACTERISTICS OF DRIFT TRANSISTOR (*The End*), by J. MERCIER, *Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, December 1959 (pages 897 to 907).

After recapitulation of the classical theory of internal field effect, the article describes the influence of technological conditions on the performance of drift transistors. The importance of introducing certain parameters is indicated.

An equivalent network and the limits of its validity follow from an examination of these characteristics, and the basis of check measurements are then discussed.

In conclusion a synthesis starting from certain electrical data is given as a guide.

THE GROUP NUMBER (NOMBRES COMBINATIFS) METHOD OF STUDYING THE ELECTROMAGNETIC FIELD by M.P. ZLATEV, *Professeur à l'Ecole Polytechnique de Sofia.* Onde Electrique, December 1959 (pages 908 to 912).

This article presents Maxwell's equations for the electromagnetic field in the group form (forme combinative). The notions of group resistance (résistivité combinative), group conductivity (conductibilité combinative), and group dielectric permeability (perméabilité diélectrique combinative) are defined. The group vectors (vecteurs combinatifs) of current density and electric displacement as a function of the electromagnetic field intensity are explained. The group form (forme combinative) of Poyntings theorem and applications of this theorem are given.

C.C.I.R. RECOMMENDATIONS ON RADIO LINKS by M. THUÉ, *Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications.* Onde Electrique December 1959 (pages 939 to 942).

After recalling the problems concerning radio links as they appeared to the C.C.I.R. in 1951 and how, since this date, most of the problems have been resolved, a summary is given of the principal recommendations in force on this subject which resulted from the IXth Plenary Assembly, Los Angeles, April 1959. This includes : general interconnection plan ; characteristics at base band frequencies, at intermediate and radio frequencies ; hypothetical reference circuit and the noise power admissible ; maintenance methods. The article concludes with a statement of the problems not yet solved and ramaining for study by the C.C.I.R.

INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE ET DE LA DIFFUSION SUR LES CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR DU TYPE DRIFT (1)

PAR

J. MERCIER

Compagnie Générale de TSF

4 Capacité de transition émetteur — base et schéma équivalent réel

4.1. Généralités

Nous avons déjà laissé prévoir que l'avantage en fréquence de coupure du transistor drift était nettement inférieur à ce qu'indiquait la théorie du champ interne.

En effet, il faut tenir compte de l'existence d'une capacité de transition résultant de la création d'une zone de charge d'espace à la hauteur de l'émetteur. L'importance de son existence distingue nettement les transistors drifts des transistors alliés : en raison de la forte conductivité au niveau de l'émetteur, la compensation des charges fixes lors du départ des charges mobiles est réalisée sur une très faible distance et par suite, la capacité, qui est inversement proportionnelle à cette largeur de charge d'espace, est très importante, et en tout cas n'est pas négligeable devant C_s. La charge et la décharge de cette capacité provoquent une sérieuse limitation en fréquence, quoique le courant de déplacement qui entre en jeu soit un courant de porteurs majoritaires.

On doit corriger le schéma équivalent précédent par l'adjonction de cette capacité C_T entre E et B' (fig. 8).

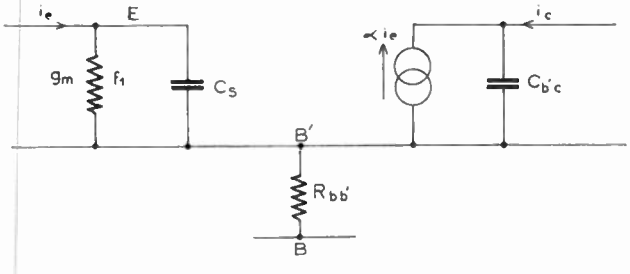


Fig. 8

(1) Voir le début de cet article dans l'Onde Electrique n° 392 de novembre 1959.

Définissons f_T et f_s par

$$2\pi f_T C_T = g_m \qquad (36)$$

$$2\pi f_s C_S = g_m \qquad (37)$$

La capacité émetteur base est :

$$C_{b'e} = C_T + C_S \qquad (38)$$

avec

$$\frac{1}{f_1} = \frac{1}{f_T} + \frac{1}{f_s} \qquad (39)$$

Ainsi la fréquence f_1 est plus faible que la plus faible fréquence f_T ou f_S.

4.2. Calcul de C_T

Il résulte de la résolution de l'équation de Poisson

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{q}{K\varepsilon_o} N_d(x) \qquad (40)$$

$$\varepsilon_o = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}\ F/m ; \qquad K = 16 \text{ pour le Germanium } n.$$

Le profil de diffusion est :

$$N_d(x) = N_o \operatorname{erfc} \frac{x}{\lambda_D} \qquad (41)$$

Par définition

$$\operatorname{erfc} z = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_o^z \exp(-z^2)\, dz$$

Intégrant entre les limites convenables

$$V(x) = \frac{q N_o \lambda_D^2}{K \varepsilon_o} \int_{X_E}^{X} \mathrm{d}X \int_{X_E}^{X} \operatorname{erfc} X \, \mathrm{d}X$$

On calcule, par parties, successivement

$$J(X) = \int_o^X \operatorname{erfc} X \, \mathrm{d}X = X \operatorname{erfc} X - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-X^2) + \frac{1}{\sqrt{\pi}}$$

$$I(X) = \int_o^X J(X) \, \mathrm{d}X = \frac{2X^2 + 1}{4} \operatorname{erfc} X - \frac{X}{2\sqrt{\pi}} \exp(-X^2) + \frac{X}{\sqrt{\pi}} - \frac{1}{4}$$

Le potentiel émetteur base s'obtient pour

$$X = W_e = \frac{w_e}{\lambda_D}$$

w_e est l'abscisse la plus profonde de la zone de charge d'espace émetteur.

$$V_E = -\frac{q \lambda_D^2 N_o}{K \varepsilon_o} [I(W_E) - I(X_E) - (W_E - X_E) J(X_E)]$$

Posons

$$e = w_e - x_e$$

D'une façon générale, la capacité par unité de surface est

$$C_1 = \frac{C_T}{S_E} = \frac{K \varepsilon_o}{e} \qquad (43)$$

4.3. Cas où $e \ll \lambda_D$

Supposons la pénétration émetteur pas trop profonde pour que N_E soit élevé.

Développons en série de Taylor l'expression de V_E

$$V_E = \frac{q \lambda_D^2 N_o}{K \varepsilon_o} \frac{(W_E - X_E)^2}{2!} I''(X_E)$$

$$= -\frac{q N_o}{2 K \varepsilon_o} e^2 \operatorname{erfc} X_E$$

$$V_E = -\frac{q N_E}{2 K \varepsilon_o} e^2 \qquad (44)$$

$$N_E = N_o \operatorname{erfc} X_E$$

4.4. Conclusions

4.4.1. On retrouve formellement l'expression de l'épaisseur de zone de charge d'espace dans le cas d'une répartition uniforme d'impuretés.

4.4.2. Il est important de noter que V_E est la somme algébrique

— de la tension appliquée V_e entre émetteur et base ;

— de la hauteur de barrière de potentiel V_ϕ qui est de l'ordre de $\frac{E_g}{2} = 0{,}36$ V.

4.4.3. D'après (43)

$$C_1 = \frac{C_T}{S_E} = \frac{K \varepsilon_o}{e}$$

C_1 est d'autant plus faible que e est grand,

C_T est d'autant plus faible que la surface de l'émetteur et la concentration à l'émetteur sont petites.

4.4.4. Numériquement, pour le germanium n :

$$C_1 = \frac{140}{e} \qquad C_1 : pF/\mathrm{mm}^2 \qquad e : \mu$$

$$-V_E = 18 \pi \, 10^{-17} N_E e^2 \qquad N_E : \mathrm{cm}^{-3} \qquad V_E : \text{volt}$$

4.4.5. Eliminons e entre (44) et (43)

$$(-V_E) C_1^2 = q \frac{K \varepsilon_o}{2} N_E \qquad (45)$$

soit numériquement

$$(-V_E) C_1^2 = 11.10^{-12} N_E$$

4.4.6. L'augmentation de f_1 doit être tirée de la réduction non seulement de C_S mais aussi de C_T.

Or, on peut dire que l'action sur ε est somme toute assez réduite en raison de la variation logarithmique avec N_E et N_I. Par contre, les données

technologiques de pénétration émetteur, de surface émetteur, et de diffusion : épaisseur de couche diffusée et concentration superficielle, permettent un contrôle plus efficace des performances de l'élément.

Ainsi, pour réduire C_s, on prendrait des épaisseurs diffusées peu profondes et l'on chercherait à accroître la pénétration de l'émetteur.

Pour réduire C_T, il faudrait diminuer la surface de l'émetteur et la concentration à l'émetteur N_E, ce qui exige une pénétration émetteur d'autant plus importante que la concentration superficielle est plus grande. Cette condition assure également la réduction de C_S.

Malheureusement, une pénétration émetteur profonde conduit à des valeurs trop élevées de gain et de résistance de base, comme nous le montrerons plus loin.

4.5. Schéma équivalent en montage émetteur commun

4.5.1. *Formule approchée du gain* α

Supposons la fréquence suffisamment basse

$$\varphi = \frac{f}{f_c} \ll \frac{\varepsilon^2}{2} \tag{46}$$

(ce qui implique $\varepsilon > 0$).

Alors

$$y = \varepsilon\Omega = \sqrt{\varepsilon^2 + 2j\varphi} \simeq \varepsilon\left(1 + j\frac{\varphi}{\varepsilon^2}\right)$$

Développons en série limitée ch y et sh y afin de donner une expression approximative de

$$\alpha = \alpha_o \frac{y \exp \varepsilon}{\varepsilon \operatorname{sh} y + y \operatorname{ch} y}$$

$$\operatorname{ch} y = \operatorname{ch} \varepsilon + j\frac{\varphi}{\varepsilon}\operatorname{sh}\varepsilon \qquad \text{car} \left(\frac{dy}{d\varphi}\right)_{\phi=o} = \frac{j}{\varepsilon}$$

$$\operatorname{sh} y = \operatorname{sh}\varepsilon + j\frac{\varphi}{\varepsilon}\operatorname{ch}\varepsilon$$

Formons l'expression :

$$\operatorname{ch} y + \frac{\varepsilon}{y}\operatorname{sh} y \cong \operatorname{ch}\varepsilon + j\frac{\varphi}{\varepsilon}\operatorname{sh}\varepsilon + \frac{\operatorname{sh}\varepsilon + j\frac{\varphi}{\varepsilon}\operatorname{ch}\varepsilon}{1 + j\frac{\varphi}{\varepsilon^2}}$$

$$\simeq \exp\varepsilon\left(1 + j\frac{\varphi}{\varepsilon}\right) - j\frac{\varphi}{\varepsilon^2}\operatorname{sh}\varepsilon$$

Le gain base commune s'écrit alors :

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j\frac{f}{\varepsilon f_c}\left[1 - \frac{\operatorname{sh}\varepsilon}{\varepsilon \exp\varepsilon}\right]}$$

et prend la forme

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j\frac{f}{f_a}} \tag{47}$$

$$f_a = f_c \frac{\varepsilon^2}{\varepsilon - \frac{\operatorname{sh}\varepsilon}{\exp\varepsilon}} \tag{48}$$

4.5.2. *Conséquences*

On serait tenté de conclure que f_a est la fréquence de coupure du gain en courant α puisque pour $f = f_a$

$$|\alpha| = \frac{\alpha_o}{\sqrt{2}}$$

Si l'on compare $\frac{f_a}{f_c}$ pour $\varepsilon \geqslant 2$ et $\frac{f_\alpha}{f_c}$ et $\frac{f_1}{f_c}$ tirés de la résolution directe de $\left|\frac{\alpha}{\alpha_o}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\Re\alpha = 0{,}5$, on obtient les résultats suivants :

ε	2	3	4
$\frac{f_a}{f_c}$	2,66	3,6	4,56
$\frac{f_1}{f_c}$	2,64	3,6	4,59
$\frac{f_\alpha}{f_c}$	4,17	6,33	8,83

Non seulement f_a ne se confond pas avec f_α, mais encore

$$f_a \simeq f_1 \tag{49}$$

Ce résultat n'est, après tout, pas si étonnant, puisque dans le cas des transistors alliés, on aboutit à la même forme

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j\frac{f}{f_1}} \qquad (50)$$

$$f < f_1$$

Ceci signifie que le modèle « *RC* » est applicable à la fréquence f_1 et correspond à un schéma équivalent avec filtre résistance capacité à l'entrée.

En effet, le raisonnement précédent est fondé sur la limitation

$$\frac{f}{f_c} \ll \frac{\varepsilon^2}{2}$$

si l'on compare $\frac{f_a}{f_c}$ et $\frac{\varepsilon^2}{2}$, on trouve

ε	2	3	4
$\frac{\varepsilon^2}{2}$	2	4,5	8
$\frac{f_a}{f_c}$	2,66	3,6	4,56

ce qui prouve que jamais $\frac{f_a}{f_c} \ll \frac{\varepsilon^2}{2}$ et donc pour $f = f_a$ la formule (47) n'est plus valable.

Remarque : il résulte des calculs précédents que

$$f_1 \cong f_c \frac{\varepsilon^2}{\varepsilon - \frac{\text{sh } \varepsilon}{\exp \varepsilon}}$$

soit pour $\varepsilon > 2$

$$f_1 \cong f_c \frac{\varepsilon^2}{\varepsilon - 0{,}5}$$

qui est plus proche de la réalité que la relation linéaire admise.

4.5.3. *Montage émetteur commun*

Partons de (50)

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j\frac{f}{f_1}} \qquad f < f_1.$$

et tirons-en le gain en émetteur commun

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_0 + j\frac{f}{f_1}}$$

β prend la forme

$$\beta = \frac{\beta_o}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \qquad (51)$$

$$f < f_1$$

avec

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \qquad (52)$$

Comme il se doit

$$f_\beta = f_1 (1 - \alpha_o) \simeq \frac{f_1}{\beta_o} \qquad (53)$$

f_β est bien la fréquence de coupure du gain en émetteur commun puisque sont remplies les deux conditions

a) $$|\beta (f_\beta)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}}$$

b) $$\frac{f_\beta}{f_1} = \frac{1}{\beta_o} \ll 1$$

Conclusion :

1° On met en évidence l'existence d'un schéma équivalent avec filtre *RC* à l'entrée pour le montage émetteur commun.

2° L'extension des résultats sur les transistors alliés est ainsi démontrée.

3° On possède un procédé pour atteindre f_1 en mesurant f_β, qui est beaucoup plus faible, et β_o.

4° Un autre moyen est de se placer dans la zone de variation à 6 dB/octave de $\beta (f)$.

Si f est telle que

$$f_\beta \ll f < f_1$$

on peut écrire

$$\beta (f) = \frac{\beta_o}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}$$

$$\beta(f) \simeq \frac{\beta_0 f_\beta}{jf} = \frac{f_1}{jf}$$

soit en module :

$$f = f_1 \beta(f) \qquad (54)$$

d'où connaissant f (convenablement choisie) et β, on tire f_1.

Remarque sur la validité des résultats :

1° La première condition est $\frac{f}{f_c} \ll \frac{\varepsilon^2}{2}$

2° Mais en outre, il faut que f_1 et f_β soient mesurés dans des conditions telles que :

a) C_s varie linéairement avec I_E ;

b) C_T est indépendant de I_E, ce qui délimite une gamme de courants ;

c) la saturation de $C_{b'c}$ avec V_{cb} est atteinte, ce qui signifie que l'épaisseur de base minima est atteinte. Par suite V_{cb} doit être suffisamment négatif.

4.5.4. *Conclusion générale sur* f_1

Le développement de l'élément a permis de déterminer l'importance de ce paramètre, car il fallait caractériser les performances haute fréquence de ce transistor, d'une façon sûre et relativement aisée. Or, la fréquence f_1 réalise ces conditions plus facilement que f_α.

1° f_1 est toujours plus faible que f_α et peut se mesurer à fréquence fixe.

2° Etant relié directement à un schéma équivalent, elle intéresse l'utilisateur qui préfère se servir d'approximations plutôt que des expressions complètes résultant de la théorie générale.

3° Ce point de vue est en quelque sorte confirmé par le fait que $f_1 = \beta_0 f_\beta$, f_β étant certainement un critère de qualité puisque le montage émetteur commun est très employé.

4° Enfin, on y trouve l'analogue du facteur de mérite d'un amplificateur à large bande. En effet, pour $f \gg f_\beta$, on a montré que

$$f_1 = \beta(f) \cdot f$$

ce qu'on écrit

$$f_1 \times 1 = f \times \beta(f)$$

qui est le produit : gain × largeur de bande.

5. Efficacité d'injection et pénétration émetteur

5.1. Définition

On définit l'efficacité d'injection γ comme le rapport : courant de trous injectés par l'émetteur sur courant d'électrons venant de la base.

Par analogie avec la formule applicable au cas des transistors alliés, l'efficacité d'injection s'écrit

$$\gamma = \frac{\mu_p}{\mu_n} \frac{L_n P_o}{\int_{X_E}^{W_c} N_d(x)\,dx} \qquad (55)$$

Ce rapport est évidemment d'autant plus grand qu'il y a plus d'impuretés p, de concentration P_o dans la zone p et moins d'impuretés n dans la base.

L'efficacité d'injection est plus importante si

— on augmente P_o en dopant l'émetteur,

— on diminue $\int_{X_E}^{W_c} N_d(x)\,dx$ en réalisant des pénétrations d'émetteur relativement peu profondes.

5.2. Expression de γ

Par défaut, on l'obtient en remplaçant

$$L_n \text{ par } x_E \ll L_n$$

et

$$\int_{X_E}^{W_c} \operatorname{erfc} \frac{x}{\lambda_D}\,dx = \lambda_D \int_{X_E}^{W_c} \operatorname{erfc} X\,dX$$

par

$$\lambda_D \int_{X_E}^{\infty} \operatorname{erfc} X\,dX$$

En effet $\frac{W}{\lambda_D} > 2$ ce qui justifie l'approximation.

Ainsi

$$\gamma = \frac{\mu_p}{\mu_n} \frac{P_o}{N_o} \frac{X_E}{Y_E} \qquad (56)$$

avec

$$X_E = \frac{x_E}{\lambda_D} \qquad Y_E = \int_{X_E}^{\infty} \operatorname{erfc} X\,dX$$

On a tracé la courbe universelle :

$$\frac{X_E}{Y_E} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{N_o}{P_o} \gamma(X_E)$$

5.3. Conséquence

$\frac{P_o}{N_o}$ est facilement de l'ordre de $100\ \frac{\mu_p}{\mu_n} \sim 0{,}5$ si l'on prend une pénétration x_E telle que

$$\frac{x_E}{\lambda_D} = 0{,}6 \qquad \frac{X_E}{Y_E} = 0{,}4$$

soit

$$\gamma = 200\ !\ \text{très élevée}$$

Or : $\dfrac{w_e}{\lambda_D} \geqslant 2$ soit $\dfrac{x_E}{w} \leqslant 0{,}3$

Si l'on désire, pour accroître la fréquence de coupure, diminuer w, on peut être conduit à des pénétrations, dans l'absolu, tellement faibles qu'elles deviennent technologiquement impossibles :

— soit parce que la dimension d'émetteur nécessaire serait trop faible ;

— soit que la température de formage risque d'être insuffisante pour assurer le mouillage.

Ainsi, on est loin de l'image du transistor drift qui prédisait une très faible efficacité d'injection. On peut dire que le contrôle de la pénétration émetteur qui assure le compromis entre une fréquence de coupure élevée et un gain pas trop élevé est une nécessité fondamentale dans l'élaboration du transistor drift.

6. Résistance de base et pénétration émetteur

Des considérations analogues montrent que, si l'on veut réellement obtenir une faible résistance de base, il faut éviter une pénétration trop grande de l'émetteur.

6.1. Résistance de base intrinsèque r_1

C'est la résistance du germanium compris entre les deux jonctions émetteur et collecteur (fig. 9).

On démontre que

$$r_1 = \frac{\bar{\rho}}{8\,\pi\,w} \qquad (57)$$

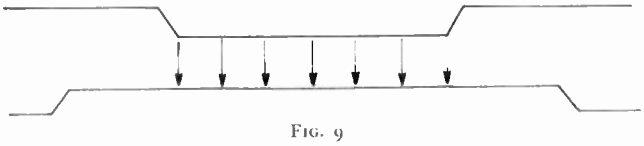


Fig. 9

$\bar{\rho}$ étant la résistivité intégrée entre émetteur et collecteur.

Comme

$$\rho = \frac{1}{q\,\mu_n\,N_d}$$

et qu'aux fortes concentrations considérées, μ_n dépend beaucoup de N_d, il faudrait en toute rigueur intégrer $\mu_n N_d$.

En première approximation, on prend une mobilité moyenne $\bar{\mu}$ et on intègre

$$\bar{N} = N_o \frac{\lambda_D}{w} \int_{X_E}^{W_e} \operatorname{erfc} X\,dX$$

que, pour la même raison qu'en 5-2, l'on remplace par

$$\frac{\lambda_D}{w} \int_{X_E}^{\infty} \operatorname{erfc} X\,dX = \frac{\lambda_D\,Y_E}{w}$$

Ainsi

$$r_1 = \frac{1}{8\,\pi\,q\,\mu\,\lambda_D\,N_o\,Y_E} \qquad (58)$$

Sur le graphique, figure 10, on a porté $\dfrac{1}{Y_E}$ en fonction de X_E : comme Y_E diminue quand X_E croît, on voit que cette résistance de base augmente

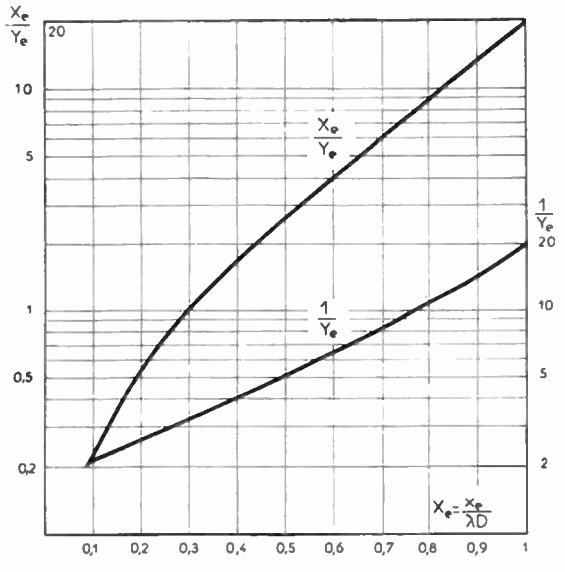


Fig. 10

quand augmente la pénétration (ceci n'est pas entièrement évident a priori, car si l'on conçoit que la concentration en électrons est rendue plus faible, il ne faut pas oublier que la mobilité croît en même temps).

6.2. Résistance de base extrinsèque

C'est la résistance de base de la région du germanium comprise entre l'émetteur et la base (fig. 11).

$$r_2 = \frac{\bar{\rho}'}{2\pi w_o} \operatorname{Log} \frac{d_b}{d_e} \qquad (59)$$

$\bar{\rho}'$ est la valeur intégrée cette fois sur toute la couche diffusée qui est intéressée par le courant base, soit w_o. En principe $\bar{\rho}' < \bar{\rho}$.

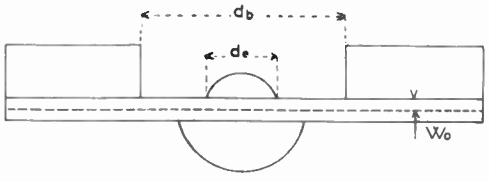


FIG. 11

La réduction de ce terme, pour une géométrie somme toute assez proche de celle des transistors alliés est obtenue essentiellement par la diminution de $\bar{\rho}$ due à l'existence de la zone diffusée.

7. Capacité collecteur — base

Nous nous bornerons à rappeler que :

7.1. La forte résistivité du matériau d'origine, à la hauteur de la zone de charge d'espace collecteur, indépendamment de la diminution de la surface du collecteur, rend la capacité de transition $C_b'_c$ beaucoup plus faible que celle d'un transistor allié.

7.2. L'extension de la zone de charge d'espace collecteur, quand le potentiel V_{cb} appliqué devient de plus en plus négatif, finit par être limitée. En effet, elle rencontre des régions de plus en plus dopées de la base, si bien qu'une variation donnée de V_{cb} se traduit par une variation de plus en plus faible d'épaisseur de zone de charge d'espace, donc de capacité : ce phénomène de saturation permet, malgré la petitesse de la distance émetteur-collecteur, d'éviter la tension de perçage.

On a évidemment intérêt à atteindre la saturation le plus vite possible, car elle donne la fréquence de coupure maxima. Ainsi, pour des centrages différents de $f\alpha$, il faut ajuster l'épaisseur de pastille et la tension appliquée entre collecteur et base pour obtenir cette saturation.

Remarque

La condition *c*) de la remarque faite au paragraphe 4.5.3 signifie que w, donc C_S ne dépend plus, quand la saturation est atteinte, de V_{cb}.

8. Mesures de caractéristiques de transistor drift

Selon le processus logique, une vérification expérimentale des résultats précédents a été entreprise. Une fois faite, elle a permis la caractérisation des éléments fabriqués en séries d'études.

A — Détermination des paramètres de diffusion

1. *Approche de l'épaisseur de la couche diffusée à partir de la capacité collecteur-base.*

1.1. *Principe* [2]. L'article cité en référence indique que la mesure de V en fonction de l'épaisseur de zone de charge d'espace fournit une grandeur proportionnelle à la concentration en atomes donneurs (fig. 12) :

$$N_d(x) \propto \frac{|V'(e)|\ e = x}{x} \qquad (60)$$

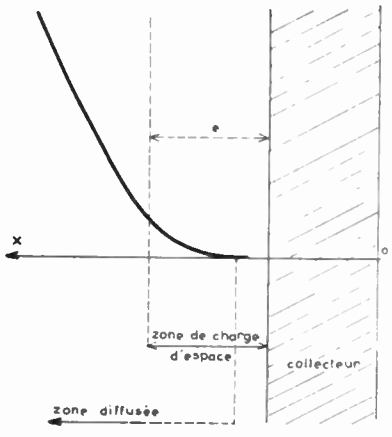


FIG. 14

e étant la largeur de charge d'espace,

$V(e)$ étant la relation liant e au potentiel appliqué de la jonction.

On mesure $C_b'_c$ en fonction de V appliqué.

On en déduit

$$e = \frac{K\varepsilon_o}{C_1} \qquad (61)$$

C_1 étant la capacité par unité de surface collecteur, d'où la courbe $V(e)$.

On trace alors la courbe $N_d(x)$: on lit la distance à laquelle N_d a doublé : c'est la région où la concentration en atomes diffusés atteint la concentration en donneurs initialement présents dans le matériau d'origine. On en tire d'ailleurs la valeur de la tension correspondante.

1.2. *Conséquences.* La mise en évidence des pénétrations se fait à l'aide d'une coupe. Connaissant l'épaisseur totale, l'épaisseur de zone de charge d'espace collecteur, la profondeur de pénétration collecteur, il est facile d'en déduire l'épaisseur de couche diffusée.

La comparaison avec le procédé de la pointe chaude est bonne.

En outre, la valeur de e sous très faible tension permet de déterminer la valeur de la résistivité du matériau d'origine.

2. *Approche de la concentration à l'émetteur à partir de la capacité de transition émetteur-base.*

Appuyons-nous sur la formule (45) :

$$(-V_E)\, C_1^2 = q \frac{K\varepsilon_0}{2} N_E$$

Connaissant la surface de l'émetteur, cette relation comporte deux inconnues V_ϕ et N_E.

Si l'on mesure C_T à deux tensions appliquées V, on peut éliminer V_ϕ et en déduire N_E.

On trouve bien $V_\phi \sim 0{,}36$ V et la relation précédente a été vérifiée avec une bonne précision, en prenant des mesures à plusieurs tensions.

Conséquences

1° Ayant déterminé N_E et N_I, il est facile de déduire

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{N_E}{2\, N_I}$$

Les valeurs obtenues sont de l'ordre de 2,5 à 3.

2° A partir des équations de définition :

$$N_E = N_0 \operatorname{erfc} \frac{x_E}{\lambda_D}$$

$$N_I = N_0 \operatorname{erfc} \frac{w}{\lambda_D}$$

ayant mesuré x_E, déterminé w, N_E, N_I, on en déduit par approximations successives

$$N_0 \text{ et } \lambda_D$$

La détermination de λ_D à partir de sa définition

$$\lambda_D = 2\sqrt{Dt}$$

est très sujette à caution, à cause des difficultés de mesure de D et de t.

B — Détermination du schéma équivalent

1. *Fréquence f_1 et schéma équivalent*

On désire vérifier la concordance des résultats de mesure de f_1 : à partir de l'impédance d'entrée

de la relation $f_1 = f_\beta \beta_0$

de la relation $f_1 = \beta \cdot f$

1.1. *Mesure de l'impédance d'entrée.* A l'aide d'un pont en basse fréquence, on cherche à déterminer les éléments du dipôle (fig. 13) :

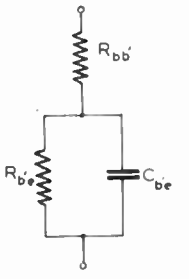


Fig. 13

a) soit en ayant mesuré par ailleurs $R_{bb'}$ (Mesure de $R_{bb'} \times C_{b'c}$ et $C_{b'c}$) ;

b) soit en opérant à plusieurs fréquences, on réalise l'équilibre du pont d'où l'on déduit

$$R_{b'e} \text{ et } C_{b'e}$$

Si l'on trace $R_{b'e}\left(\frac{1}{I_E}\right)$ et $C_{b'e}\,(I_E)$ à V_{cb} donné, on obtient les réseaux suivants (fig. 14).

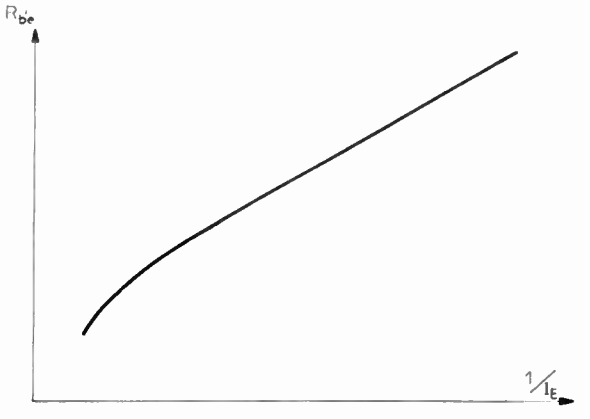


Fig. 14 *a*

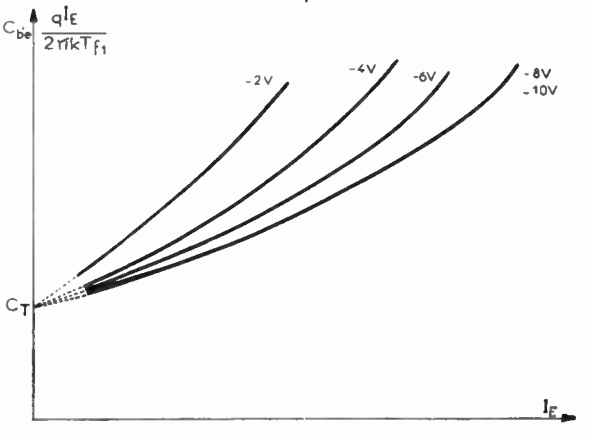


Fig. 14 *b*

Conclusion

1° On met bien en évidence le fait que $R_{b'e} \propto \frac{1}{I_E}$ et l'on vérifie très bien que

$$R_{b'e} = \frac{\beta_o}{g_m}$$

comme pour les transistors alliés.

2° *a*) $C_{b'e}$ présente une partie linéaire en I_e ;

b) Les courbes pour V_{cb} suffisamment négatif se confondent pratiquement ;

c) L'extrapolation au courant $I_E = 0$ montre que quel que soit V_{cb}, ces courbes se coupent en un même point : ceci prouve que

$$C_{b'e} = C_T + C_S \quad \text{et} \quad C_S = AI_E$$

C_T est l'ordonnée à l'origine (extrapolée),

A est la pente de la partie linéaire de la courbe ;

d) Si l'on trace de là $\frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$, on doit trouver la variation de $f_1 (I_E)$ à V_{cb} donné, ou inversement porter $g_m/2\pi f_1$ en fonction de I_E.

1.2. *Vérification à partir de f_β.* On réalise un amplificateur émetteur commun que l'on attaque à courant constant i_b. On mesure le courant collecteur aux bornes d'une faible résistance d'où le gain

$$\beta = \frac{i_c}{i_b}$$

Ayant mesuré β_o, on cherche f_β telle que

$$|\beta (f_\beta)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}}$$

Cette fréquence, même pour des bons drifts, n'est pas très élevée et est donc faible à mesurer.

On fait ensuite le produit

$$\beta_o f_\beta$$

et l'on compare à la valeur trouvée en 1.1 dans les conditions de polarisation identiques. L'accord est excellent.

1.3. *Vérification à partir de $f_\beta(f)$.* Disposant du même montage, on peut travailler à une fréquence suffisamment éloignée de f_β (ou même à plusieurs fréquences) pour se trouver dans la zone à 6 dB/octave. On en déduit

$$f_1 = f \cdot \beta(f)$$

en mesurant le gain à la fréquence f.

Là encore, on trouve un bon accord.

2. *Fréquences f_α et f_1*

2.1. La mesure directe de f_α est possible, mais délicate (comme pour la détermination de f_β, on fait varier la fréquence jusqu'à trouver $\alpha_o/\sqrt{2}$).

2.2. Si l'on veut vérifier la relation $\frac{f_\alpha}{f_1}(\varepsilon)$, il y a lieu de bien choisir le point de mesure.

a) Le courant I_E ne doit pas être trop élevé pour rester dans l'hypothèse des faibles injections et pour que C_s varie linéairement avec I_E.

b) Le courant I_E ne doit pas être trop faible pour que C_T soit négligeable devant C_S, c'est-à-dire pour que l'on puisse considérer le transistor drift comme intrinsèque.

Si l'on n'observe pas ces deux conditions, les résultats risquent d'être complètement erronés : ainsi pour les drifts 30 MHz à $I_E = 1$ mA, $V_{cb} = -9$ V on trouve un rapport f_α/f_1 de l'ordre de 1,4 à 1,5, ce qui conduirait à dire que $\varepsilon = 1{,}6$! !

Or, à 1 mA, C_T n'est pas encore négligeable devant C_S.

Remarque : la méthode de choix pour ces mesures est certainement celle du traceur de courbe $\alpha(f)$ dans le plan complexe, d'où l'on déduit f_α et f_1. On met ainsi en évidence les rotations de phase présentées par le transistor.

9. Méthode de calcul d'un transistor drift

On peut, une fois ces vérifications effectuées, présenter une méthode générale de calcul de caractéristiques à partir d'un certain nombre d'hypothèses.

9.1. Formules générales

Ce sont les formules :

— de définition

$$N_E = N_o \operatorname{erfc} \frac{x_E}{\lambda_D}$$

$$N_I = N_o \operatorname{erfc} \frac{w_c}{\lambda_D}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{N_E + N_I}{2 N_I} \qquad (2)$$

— de schéma équivalent

$$f_1 = \frac{q}{2\pi k T} \frac{I_E}{C_{b'e}}$$

$$C_b'_e = C_S + C_T \tag{38}$$

$$C_S = \frac{3}{4}\frac{q\,I_E}{k\,T}\frac{w^2}{2\,D_p}\frac{1}{\varepsilon} = A\,I_E \tag{29}$$

$$-V_E\left(\frac{C_T}{S_E}\right)^2 = \frac{K\varepsilon_0\,q}{2}\,N_E \tag{45}$$

— de l'efficacité d'injection

$$\gamma = \frac{\mu_p}{\mu_n}\frac{P_o}{N_o}\frac{X_E}{Y_E} \tag{56}$$

$$Y = \int_X^\infty \operatorname{erfc} X\,\mathrm{d}X$$

9.2. Hypothèses

9.2.1. Le gain (émetteur commun) est limité par l'injection : même si cela n'est pas vrai, on sait que le gain ainsi défini est une valeur maxima du gain réel.

9.2.2. Les paramètres définis ci-dessus sont donnés dans les conditions de validité des formules précédentes

a) C_S varie linéairement avec I_E ;

b) C_T est indépendant de I_E ;

c) C_S est indépendante de V_{cb}.

9.2.3. Le choix des données peut être assez délicat. D'une part, les conditions de polarisation doivent tenir compte des performances désirées : plus on veut un centrage sur f_α élevé, plus il faut admettre un courant I_E et une tension V_{cb} élevés.

D'autre part, on se fixe f_1 et ε : ce dernier paramètre sera pris raisonnablement plus élevé si l'on veut f_1 plus grand. Cette manière d'opérer se justifie, d'après ce que nous avons dit au sujet du centrage relatif de ε dans une diffusion donnée.

Enfin, on suppose $\frac{\mu_p}{\mu_n} \sim 0{,}5$ et l'on se donne P_o.

9.3. Méthode de calcul

9.3.1. Si les conditions de polarisation sont convenables (voir 8-B-2.2) connaissant f_1 et ε on en tire f_α.

9.3.2. La donnée de γ détermine X_E. Il est bon de faire remarquer l'importance de cette condition, puisque il est impossible de dissocier pénétration émetteur et performance HF.

9.3.3. Prenons N_o comme *paramètre* : connaissant X_E on en déduit N_E.

9.3.4. Puis N_I est tiré de (2). Il faut vérifier que la valeur choisie pour ε est compatible avec une concentration correcte N_I pour que la résistivité correspondante ait un ordre de grandeur raisonnable (15 à 20 $\Omega \times$ cm).

a) Pas trop grand pour que la résistivité du matériau d'origine ne soit pas trop proche de l'intrinsèque. (Difficulté de tirage – saturations élevées).

b) Pas trop faible, l'extension de la zone de charge d'espace risquant d'être impossible jusqu'à cette région.

9.3.5. D'après

$$N_I = N_s \operatorname{erfc}\frac{w_c}{\lambda_D} \quad \text{on en tire} \quad \frac{w_c}{\lambda_D}$$

9.3.6. Ecrivons

$$C_S = \frac{3}{4}\frac{q}{k\,T}\left(1-\frac{x_E}{w_c}\right)^2 \varepsilon^{-1}\,I_E \cdot w_c$$
$$= C_2\,w_c^2$$

connaissant

$$\frac{x_E}{w_c} = \frac{x_E}{\lambda_D} : \frac{w_c}{\lambda_D},\ \varepsilon,\ I_E$$

on obtient

$$C_2\,(N_o) = \frac{3}{4}\frac{q}{k\,T}\left(1-\frac{x_E}{w_c}\right)^2 \varepsilon^{-1}\,I_E$$

qui dépend de N_o par $\frac{x_E}{w_c}$

9.3.7. La relation (45) montre que, toutes choses égales par ailleurs, S_E est d'autant plus grand que $-V_E$ est grand.

Or :

$$-V_E = -V_\phi - V_e \quad (V_E \text{ et } V_\phi < 0 \ \ V_e > 0)$$

Donc, si l'on prend $-V_E = -V_\phi$ il faudra considérer S_E maxima.

Ceci étant admis, on obtient $C_1 = \frac{C_T}{S}$ qui dépend de N_o par N_E.

9.3.8. Portons

$$C_S = C_2\,(N_o)\,w_c^2$$
$$C_T = C_1\,(N_o)\,S_E$$

dans

$$C_b'_e = \frac{q}{2\,\pi\,k\,T}\frac{I_E}{f_1}$$

on aboutit à une relation

$$C_1(N_o)\, S_E + C_2(N_o)\, w_c^2 = C_{b'e} \qquad (62)$$

9.4. Conséquences

9.4.1. Le problème admet une double infinité de solutions puisque N_o est un paramètre et que l'on dispose d'une relation entre les paramètres indépendants S_E et w_c.

9.4.2. N_o joue un rôle déterminant. On sépare les influences respectives de la diffusion (w_c) et de la technologie (S_E). Cette dualité à N_o donné conduit à deux types de solutions : S_E faible, w_c grand et vice versa.

Il semble préférable a priori, techniquement, de prendre S_E (relativement) grand, la facilité du contrôle de la diffusion rendant possible une épaisseur diffusée faible.

9.4.3. Il serait intéressant de connaître les variations de C_1 et C_2 avec N_o.

Pour un gain donné, si N_o croît, X_E croît, mais $N_E = N_o \operatorname{erfc} X_E$ peut ou non croître. En fait, pour des valeurs particulières de N_o normalement rencontrées, on trouve que $C_1(N_o)$ croît quand N_o croît.

Si l'on admet que ε varie peu avec N_o, $C_2(N_o)$ diminue quand N_o augmente.

Cela signifie, à w_c et S_E donnés, que $C_{b'e}$ varie peu avec N_o, puisque les variations respectives de C_1 et C_2 tendent à se compenser.

Par conséquent, S_E et w_c sont bien les variables intéressantes.

9.4.4. Il existe des limites supérieures pour S_E (maximum maximorum) et w_c. Elles correspondent aux cas où soit $C_1 S_E$, soit $C_2 w_c^2 = C_{b'e}$.

Si l'on veut rendre la surface émetteur la plus grande possible, il faut rendre C_1 petit, donc N_0 plus faible. Il s'ensuit que C_2 est plus élevé et par suite w_c plus faible.

Le raisonnement précédent montre ici son insuffisance, car il ne tient pas compte de toutes les données technologiques. En effet, dans l'optique de cette solution, on se heurte à une grave difficulté : si l'on choisit la température de formage minima compatible avec un mouillage correct, on peut aboutir à une pénétration émetteur trop importante par rapport à w_c (quoique faible dans l'absolu) entraînant un gain et $r_{bb'}$ trop élevés.

Par contre, si l'on accepte la solution, très faible émetteur, « grande » profondeur de diffusion, outre les difficultés de manutention de très petites billes, il peut y avoir incompatibilité entre un mouillage correct et une pénétration régulière relativement importante.

Il est évident que le compromis nécessaire ne peut plus être donné par la théorie et résulte de l'expérimentation.

On voit combien, en face de la souplesse du processus de diffusion, les conditions technologiques sont critiques. La méthode d'alliage est évidemment à incriminer. C'est finalement elle qui limite les possibilités du transistor drift et son élimination conduit aux techniques du transistor à base diffusée.

10. Conclusions

La synthèse précédente, en précisant et complétant les résultats de la théorie fondamentale, a permis de comprendre certains résultats expérimentaux qui avaient paru réduire les espoirs placés dans cette technique, et par suite d'en corriger les effets néfastes par le choix d'un compromis judicieux. En particulier, l'importance du contrôle de la pénétration émetteur, si l'on veut réellement atteindre les performances élevées, est clairement mise en évidence.

L'influence de la capacité de transition émetteur dans la limitation en fréquence apparaît primordiale. On peut traduire ce fait par une réduction du rôle de la capacité de stockage, donc du champ interne.

L'accent doit être placé sur l'intérêt théorique et pratique, présenté par la fréquence f_1.

On peut résumer en constatant que les limitations du transistor drift sont inhérentes à la technique d'alliage : le contrôle de la pénétration et de la surface de l'émetteur en fixe essentiellement les bornes.

Pour terminer, indiquons rapidement les insuffisances de la théorie présentée dans cet article :

L'existence de la recombinaison en surface, très importante dans la limitation du gain, n'a pas encore fait l'objet d'une théorie complète.

Le fonctionnement à fort niveau n'est pas envisagé. La variation de f_1 avec I_E, qui présente un maximum au lieu d'une croissance constante prévue par la théorie à faible niveau, en est certainement une conséquence (fig. 15).

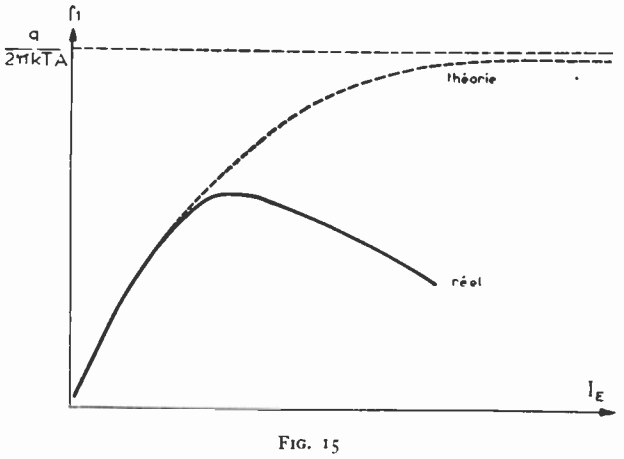


Fig. 15

BIBLIOGRAPHIE

[1] Grosvalet J. Etude d'un transistor HF du type drift. *Onde Electrique*, février 1959.

[2] Giacoletto. Junction capacitance in graded impurity semiconductors. *IRE Transactions on electron devices*. Vol. ED4, n° 3, Juillet 1957.

LA MÉTHODE DES NOMBRES COMBINATIFS DANS L'ÉTUDE DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

PAR

M.P. ZLATEV

Professeur à l'Ecole Polytechnique de Sofia

Introduction

L'étude des problèmes d'électrotechnique aux régimes sinusoïdaux en utilisant les nombres complexes conduit souvent à une dualité inévitable à la définition des images complexes et des résultats d'opérations mathématiques. Cette dualité s'exprime en principe par l'introduction de couples d'images complexes, dont l'une intervient en forme normale (non conjuguée) et l'autre — en forme conjuguée. En même temps l'introduction de ces couples est en contradiction avec le côté physique des problèmes et elle s'accompagne par d'autres non-conformités. Ainsi à l'image normale correspond un phénomène réel, et à l'image conjuguée — un phénomène fictif qui ne possède pas de sens physique. D'autre part, plusieurs résultats, qu'on obtient en suivant la voie naturelle pour représenter les grandeurs sinusoïdales sans l'emploi des multiplicateurs conjugués, sont dépourvus de sens. Enfin un bon nombre d'expressions complexes conduisent à la définition de certaines grandeurs en forme normale et à d'autres en forme conjuguée tout en attribuant dans les deux cas des désignations uniformes.

Comme exemples des non-conformités mentionnées on peut citer dans le domaine de l'étude du champ électromagnétique les relations complexes suivantes.

1. Pour des milieux non linéaires la loi d'Ohm en forme différentielle est représentée ainsi à l'aide des nombres complexes :

$$\vec{\dot{\delta}} = \dot{\gamma}_e \vec{\dot{E}} = j\omega \dot{\varepsilon}_e \vec{\dot{E}} = j\omega \vec{\dot{D}}_e ,$$

où les grandeurs :

$$\dot{\gamma}_e = \dot{\gamma} + j\omega\dot{\varepsilon}, \dot{E} = E_1 + jE_2 \text{ et } \dot{D}_e = D_{e_1} + jD_{e_2}$$

sont en forme normale, tandis que les grandeurs :

$$\dot{\gamma} = \gamma_1 - j\gamma_2, \quad \dot{\varepsilon} = \varepsilon_1 - j\varepsilon_2 \text{ et } \dot{\varepsilon}_e = \varepsilon_{e_1} - j\varepsilon_{e_2}$$

interviennent en forme conjuguée.

2. La condition de réciprocité et, de là, celle de l'inversion de deux grandeurs complexes n'est satisfaite que si l'une des grandeurs est en forme normale et l'autre — en forme conjuguée. Ce n'est qu'alors qu'on peut avoir :

$$YZ = (g - jb)(r + jx) .$$

Parmi les grandeurs inverses connues nous pouvons mentionner la résistivité complexe $\dot{\rho} = \rho_1 + j\rho_2$ et la conductivité complexe $\dot{\gamma} = \gamma_1 - j\gamma_2$, celle-ci intervenant en forme conjuguée.

3. Le théorème de Poynting s'exprime ainsi (1):

$$-\oint_S [\vec{\dot{E}} \Lambda \vec{H}^*] \cdot d\vec{s} = -\int_V \operatorname{div} [\vec{\dot{E}} \Lambda \vec{H}^*] \cdot dV$$

$$= \int_V (\vec{\dot{E}} \operatorname{rot} \vec{H}^* - \vec{H}^* \operatorname{rot} \vec{\dot{E}}) \cdot dV = \int_V \vec{\delta}^* \vec{\dot{E}} \cdot dV$$

$$- \int_V j\omega \vec{D}^* \vec{\dot{E}} \cdot dV - \int_V \vec{H}^* j\omega \vec{B} \cdot dV ,$$

où

$$\operatorname{rot} \vec{H}^* = \vec{\delta}^* - j\omega \vec{D}^* , \quad \vec{\delta}^* = \gamma \vec{E}^* \text{ et } \vec{D}^* = \varepsilon \vec{E}^* .$$

(1) Les astérisques désignent des grandeurs conjuguées.

4. Le vecteur de Poynting est :

$$\vec{\dot{S}} = \vec{\dot{E}} \Lambda \vec{H}^* \ .$$

5. La puissance complexe a l'expression :

$\dot{S}_1 = P_1 + jQ_1 = \dot{U} I^*$ ou $\dot{S}_2 = U^* \dot{I} = S_1^*$, etc.

Les anomalies indiquées sont dues aux propriétés particulières des règles de calcul avec des nombres complexes. On évite ces anomalies lorsqu'on utilise la méthode des nombres combinatifs.

Dans le présent travail on a montré quelques nouvelles utilisations de cette méthode.

I Principe de la méthode

Les nombres combinatifs sont de la forme :

$$Z = mx + ny = z \underline{|\varphi} \ ,$$

où m et n représentent des unités fondamentales, soumises à la règle de multiplication :

$$m\,m = m\,, \quad m\,n = n\,, \quad n\,m = -n \quad \text{et} \quad n\,n = m\,,$$

x et y étant des variables réelles, $z = \sqrt{x^2 + y^2}$ est le module, et $\varphi = \text{arc tg}\,\frac{y}{x}$ l'argument. Alors le produit de deux nombres combinatifs $Z_1 = z_1 \underline{|\varphi_1}$ et $Z_2 = z_2 \underline{|\varphi_2}$ est de la forme :

$$Z_1 Z_2 = z_1 z_2 \underline{|\varphi_2 - \varphi_1} \ .$$

En particulier :

$$Z^* m = z \underline{|-\varphi} \ . \ 1 \underline{|0} = z \underline{|\varphi} = Z \ ,$$

ce qui montre la propriété exclusive de la multiplication par l'unité fondamentale m, à savoir :

La multiplication combinative ayant m comme deuxième multiplicateur fait tourner le vecteur correspondant d'un angle conjugué. Cette propriété permet d'éliminer toute intervention de valeurs conjuguées pour les grandeurs considérées.

Une propriété intéressante du produit combinatif est exprimée par l'égalité

$$Z\,Z = Z^2 = z^2 \underline{|0} = z^2 \ .$$

Les règles suivantes sont valables pour le produit combinatif :

1. $Z_1 (Z_2 + Z_3) = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3$,
2. $Z_1 Z_2 = (Z_2 Z_1) m$,
3. $Z_1 Z_2 \ldots Z_q = Z = z \underline{|\varphi}$,

où

$$z = z_1 z_2 \ldots z_q \quad \text{et} \quad \varphi = \sum_{k=1}^{q} \varphi_k \ .$$

La multiplication successive des grandeurs combinatives non conjuguées Z_1, Z_2,..., Z_q donne une grandeur combinative Z caractérisée par un module z égal au produit des modules z_1, z_2,..., z_q et un argument φ égal à la somme algébrique des arguments φ_1, φ_2,..., φ_q. Ces derniers ont le signe «moins» pour les grandeurs occupant les places paires pour un nombre q impair de multiplicateurs et inversement.

4. Si l'on veut passer d'un produit de grandeurs combinatives non conjuguées à un produit identique de grandeurs complexes non conjuguées on doit inscrire l'unité fondamentale m comme deuxième multiplicateur des grandeurs combinatives qui occupent les places impaires si le nombre q des grandeurs est pair ($q = 2n = p$) et inversement pour un nombre impair $q = 2n - 1 = i$ c'est-à-dire :

$$Z = Z_1 m \ . \ Z_2 \ . \ Z_3 m \ldots \ Z_{p-1} \ m \ . \ Z_p = z \underline{|\varphi_1 + \varphi_2 + \ldots + \varphi_p} \ ,$$

respectivement :

$$Z = Z_1 \ . \ Z_2 m \ . \ Z_3 \ . \ Z_4 m \ldots Z_{i-1} m \ . \ Z_i = z \underline{|\varphi_1 + \varphi_2 + \ldots + \varphi_i} \ .$$

5. Une règle analogue à (4) s'applique pour un passage du produit de grandeurs complexes non conjuguées à un produit identique de grandeurs combinatives non conjuguées.

6. En se basant sur le produit combinatif on définit la condition de réciprocité et, de là, celle de l'inversion de deux nombres combinatifs, notamment :

$$Y\,Z = y \underline{|\varphi}\, z \underline{|\varphi} = y\,z \underline{|0} = y\,z = \text{const.} \ ,$$

ce qui présente aussi un intérêt spécial.

7. En outre on définit aussi les opérations de division des unités fondamentales :

$$\frac{m}{m} = m\,, \quad \frac{m}{n} = -n\,, \quad \frac{n}{m} = n\,, \quad \frac{n}{n} = m\,,$$

qui permettent par exemple d'écrire :

$$a = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{z_1}{z_2} \underline{|\varphi_1 - \varphi_2},$$

où :

$$Z_1 = Z_2\, m \,.\, a \,.$$

8. Les opérations de multiplication et de division par nombres combinatifs peuvent être effectuées comme avec les nombres ordinaires à condition que, pour les produits obtenus, soit observée la règle (4).

Pour d'autres opérations mathématiques on peut consulter les travaux [1] et [2].

II Relations fondamentales du champ électromagnétique en forme combinative

1. Equations de Maxwell.

$$\text{rot}\ \vec{H} = \vec{\delta} = \vec{\delta}_\gamma - \omega n \vec{D}, \quad \text{rot}\ \vec{E} = \omega n \vec{B},$$

$$\text{div}\ \vec{D} = \dot{\rho} \quad \text{et} \quad \text{div}\ \vec{B} = 0.$$

2. Vecteur courant et vecteur déplacement électrique.

En présence des pertes d'énergie dans les milieux physiques sont en vigueur les formules :

$$\vec{\delta} = \dot{\gamma}\, \vec{E} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \dot{\varepsilon}\, \vec{E},$$

où les grandeurs :

$$\dot{\gamma} = \gamma_1 m + \gamma_2 n = \gamma \underline{|\alpha} \quad \text{et} \quad \dot{\varepsilon} = \varepsilon_0 \dot{\varepsilon}_r$$

$$= \varepsilon_1 m + \varepsilon_2 n = \varepsilon \underline{|0}$$

seront appelées respectivement conductivité combinative et perméabilité diélectrique combinative.

Dans les formules complexes les grandeurs conductivité complexe $\dot{\gamma}$ et perméabilité diélectrique complexe $\dot{\varepsilon}$ n'interviennent pas en forme normale, laquelle est naturelle, mais en forme conjuguée. Par conséquent on doit écrire pour l'emploi des nombres complexes :

$$\gamma^* = \gamma_1 - j\gamma_2 \quad \text{et} \quad \varepsilon^* = \varepsilon_1 - j\varepsilon_2$$

et de là :

$$\vec{\delta} = \gamma^*\, \vec{E} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \varepsilon^*\, \vec{E}.$$

Si l'on introduit la grandeur inverse — la résistivité combinative $\dot{\rho} = \rho_1 m + \rho_2 n$, l'égalité :

$$\dot{\rho}\,\dot{\gamma} = (\rho_1 m + \rho_2 n)\,(\gamma_1 m + \gamma_2 n) = m \,.$$

où ne figure pas de multiplicateur conjugué n'est obtenue que par les nombres combinatifs. Les arguments de la résistivité $\dot{\rho}$ et de la conductivité $\dot{\gamma}$ doivent avoir le même signe. Cette monosignification est nécessaire, les paramètres $\dot{\rho}$ et $\dot{\gamma}$ devant traduire également l'influence d'un même processus physique.

Par remplacement de $\vec{\delta}$ on obtient :

$$\vec{\delta} = \dot{\gamma}_e \vec{E},$$

où :

$$\dot{\gamma}_e = \gamma_{e_1} m + \gamma_{e_2} n = \gamma_e \underline{|\alpha'},$$

pour :

$$\gamma_{e_1} = \gamma_1 + \omega\varepsilon_2 \quad \text{et} \quad \gamma_{e_2} = \gamma_2 - \omega\varepsilon_1.$$

Dans le cas $\dot{\gamma}_e$ est la conductivité équivalente combinative pour laquelle sont valables les remarques indiquées au sujet de $\dot{\gamma}$.

De même on peut écrire

$$\dot{\rho}_e\,\dot{\gamma}_e = m$$

L'expression de $\vec{\delta}$ pourrait être représentée encore ainsi :

$$\vec{\delta} = -\omega n \vec{D}_e$$

pour :

$$\vec{D}_e = \dot{\varepsilon}_e \vec{E},$$

où $\dot{\varepsilon}_e$ désigne la perméabilité diélectrique équivalente combinative, et $\vec{D}_e$ le vecteur combinatif de déplacement électrique équivalent. En remplaçant et après égalisation on obtient :

$$\dot{\varepsilon}_e = \varepsilon_{e_1} m + \varepsilon_{e_2} n = -n\frac{\dot{\gamma}_e}{\omega} \text{ ou } \dot{\gamma}_e = -\omega n \dot{\varepsilon}_e,$$

où

$$\varepsilon_{e_1} = \varepsilon_1 - \frac{\gamma_2}{\omega} \quad \text{et} \quad \varepsilon_{e_2} = \varepsilon_2 + \frac{\gamma_1}{\omega},$$

puisque $\text{div}\ \vec{H} = 0$. Ainsi, si l'on remplace, on obtient :

$$\text{rot rot}\ \vec{H} = -\nabla^2 \vec{H} = \text{rot}\ \dot{\gamma}_e \vec{E}$$

$$= \dot{\gamma}_e \operatorname{rot} \vec{\dot{E}} = \omega \dot{\gamma}_e (n \cdot \dot{\mu} \vec{\dot{H}}),$$

et de là, il résulte :

$$\nabla^2 \vec{\dot{H}} = - \omega^2 \dot{\varepsilon}_e \cdot \dot{\mu} \vec{\dot{H}} .$$

Par analogie pour un milieu homogène isotrope on peut écrire :

$$\nabla^2 \vec{\dot{E}} = - \omega^2 \dot{\varepsilon}_e \dot{\mu} \cdot \vec{\dot{E}},$$

car en l'absence de charges électriques spaciales existe la relation :

$$\operatorname{div} \vec{\dot{\delta}} = \dot{\gamma}_e \operatorname{div} \vec{\dot{E}} = 0 .$$

En utilisant des nombres complexes les expressions de :

$$\operatorname{rot} \vec{\dot{H}}, \quad \nabla^2 \vec{\dot{H}} \quad \text{et} \quad \nabla^2 \vec{\dot{E}}$$

devraient être inscrites à l'intervention des formes conjuguées des grandeurs $\dot{\gamma}_e$, $\dot{\varepsilon}_e$ et $\dot{\mu}$.

III Théorème de Poynting en forme combinative

Ce théorème s'exprime ainsi :

$$-\oint_S [\vec{\dot{E}} \Lambda \vec{\dot{H}}] \cdot \vec{ds} = -\int_V \operatorname{div} [\vec{\dot{E}} \Lambda \vec{\dot{H}}] \cdot dV$$

$$= \int_V [(\operatorname{rot} \vec{\dot{H}}) \vec{\dot{E}} - \vec{\dot{H}} \operatorname{rot} \vec{\dot{E}}] dV = \int_V \vec{\dot{\delta}} \vec{\dot{E}} \, dV$$

$$- \int_V \omega n \vec{\dot{D}} \cdot \vec{\dot{E}} \, dV - \int_V \vec{\dot{H}} \cdot \omega n \vec{\dot{B}} \, dV .$$

La première intégrale du côté droit de cette égalité se réduit à :

$$\int_V \vec{\dot{\delta}} \vec{\dot{E}} \, dV = \int_V \gamma E^2 \, dV = p_J ,$$

c'est-à-dire elle représente la perte de puissance active par l'effet Joule.

La deuxième intégrale se représente encore sous la forme :

$$- \int_V \omega n \vec{\dot{D}} \vec{\dot{E}} \, dV = \int_V \omega n \dot{\varepsilon} E^2 \, dV = S_{1_\varepsilon} m - S_{2_\varepsilon} n = \dot{S}_\varepsilon ,$$

pour

$$S_{1_\varepsilon} = \int_V \omega \varepsilon_2 E^2 \, dV \quad \text{et} \quad S_{2_\varepsilon} = \int_V \omega \varepsilon_1 E^2 \, dV .$$

L'expression $\omega \varepsilon_2 E^2$ détermine les pertes spécifiques de puissance active dans le diélectrique, et $\omega \varepsilon_1 E^2$ la puissance spécifique réactive du champ électrique. La puissance combinative $\dot{S}_\varepsilon$ dépend de la variation du champ électrique.

La variation du champ magnétique détermine de son côté une autre puissance combinative qui est définie par la troisième intégrale pour $\vec{B} = \dot{\mu} \vec{H}$ $= (\mu_1 m + \mu_2 n) \vec{H}$, à savoir :

$$- \int_V \vec{\dot{H}} \cdot \omega n \vec{\dot{B}} \cdot dV = \int_V \omega n \dot{\mu} H^2 \, dV$$

$$= S_{1_\mu} m - S_{2_\mu} n = \dot{S}_\mu ,$$

pour :

$$S_{1_\mu} = \int_V \omega \mu_2 H^2 \cdot dV \quad \text{et} \quad S_{2_\mu} = \int_V \omega \mu_1 H^2 \cdot dV .$$

L'expression $\omega \mu_2 H^2$ représente les pertes spécifiques de puissance active dans le matériau magnétique et $\omega \mu_1 H^2$ la puissance spécifique réactive du champ magnétique.

Si l'on remplace les puissances ainsi définies le théorème de Poynting acquiert la forme combinative suivante :

$$- \oint_S [\vec{\dot{E}} \Lambda \vec{\dot{H}}] \cdot \vec{dS}_\varepsilon = p_J + \dot{S}_\varepsilon + \dot{S}_\mu .$$

Alors on peut énoncer ce théorème ainsi :

Le flux du vecteur combinatif $\vec{\dot{S}}$, pénétrant dans un espace de volume V, est égal à la somme des puissances combinatives qui correspondent aux énergies d'accumulation et de fuites dans le même espace. En présence d'une source de force électromotrice dans le volume V, la puissance produite par cette source doit être envisagée en concordance avec le principe de conservation de l'énergie.

IV Application du théorème de Poynting en forme combinative

Soit une ligne monophasée, dont le schéma est donné par la fig. 1.

Du point de vue de la transmission de l'énergie électromagnétique on doit tenir compte des deux composantes tangentielle E_t et normale E_n du champ

électrique. En appliquant le théorème de Poynting (fig. 1 et 2) on peut écrire :

$$\dot{E}_t \dot{H} S_o = \rho \dot{\delta} \frac{\dot{I}}{2\pi R} 2\pi R l = \rho \frac{\dot{I}}{S} \dot{I} l = r I^2$$

et

$$\int_{\Sigma} \dot{E}_n \dot{H} ds' = \int_{1}^{2} \dot{E}_n da \oint_{\Gamma} \dot{H} da' = \dot{U} \dot{I} = \dot{S}.$$

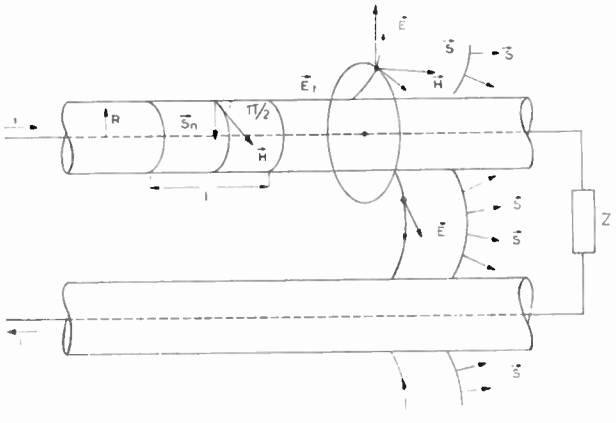


FIG. 1.

Si l'on emploie les nombres complexes les expressions ci-dessus prennent la forme :

$$\dot{E}_t H^* S_o = \rho \dot{\delta} \frac{I^*}{2\pi R} 2\pi R l = \rho \frac{\dot{I}}{S} I^* l = r I^2$$

et

$$\int_{\Sigma} \dot{E}_n H^* ds' = \int_{1}^{2} \dot{E}_n da \oint_{\Gamma} H^* da' = \dot{U} I^* = \dot{S}.$$

Conclusion

L'étude présente confirme qu'on peut utiliser la méthode des nombres combinatifs aussi dans le domaine de l'étude du champ électromagnétique partout où dans l'emploi des nombres complexes seraient intervenus des multiplicateurs en forme conjuguée qui introduisent des dualités et des non conformités.

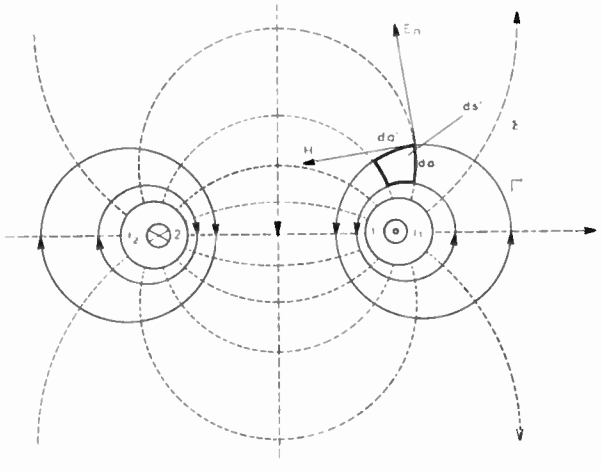


FIG. 2.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ZLATEV M. — Ein neues Zahlensystem zur Berechnung lineare Netzgebilde. *Deutsche Elektrotechnik*, 1955, 11.

[2] ZLATEV M. et BOYADJIEV G. — Die Anwendung kombinativer Zahlen in der Elektrotechnik. *Deutsche Elektrotechnik*. 1957, 7.

QUELQUES ASPECTS THÉORIQUES ET PRATIQUES DES JEUX DE STRATÉGIE (*)

PAR

J. BOUZITAT
Ancien élève de l'Ecole Normale Supérieure
Ingénieur en Chef
à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques

1. Objet de la théorie des jeux

Le terme de *théorie des jeux* désigne un vaste domaine de réflexion. A certains égards, ce nom peut paraître mal choisi, car il tend à accréditer l'idée d'une sorte d'amusement, ou, en tous cas, l'idée d'une réflexion qui porterait seulement sur « les jeux », c'est-à-dire, selon l'acception commune du mot, les jeux pratiqués dans les casinos, ou les jeux de société.

Mais il faut comprendre la « théorie des jeux » dans son contexte historique. C'est autour des jeux de hasard, effectivement, que PASCAL en a, le premier, développé les rudiments dans le *Traité du triangle arithmétique* (vers 1654), tout en mettant bien en lumière, dès l'origine, le sérieux d'une telle réflexion. Et, dès 1657, HUYGENS pouvait écrire, à propos des jeux, cette phrase que reprend, en exergue, un livre récent : « ... Mais si l'on se met à examiner plus attentivement nos leçons, on ne tardera pas à découvrir, j'en suis sûr, qu'elles ne traitent point, comme on pourrait croire, du jeu, mais qu'elles établissent les bases d'une réflexion intéressante et très profonde [1] ».

Quel est donc, au juste, le champ d'application de la théorie des jeux ? Pour ne pas le limiter indûment, il faut dire que c'est *la décision et l'action humaines, dans les situations de conflit*. C'est seulement parce que les jeux de société fournissent des modèles accessibles et dépouillés de ces situations, qu'ils ont, à l'origine, servi de base à la réflexion théorique. Mais cela ne doit pas masquer la diversité des applications possibles : domaine économique, décisions politiques, art militaire, ... sans oublier la ligne de conduite plus humble que nous avons à adopter devant les situations où nous place la vie de chaque jour. L'essentiel est qu'il s'agit ici, non seulement de connaître, mais surtout de décider et d'agir.

La notion de probabilité joue un rôle important en théorie des jeux, et l'on pense tout de suite aux hasards, aux « aléas » du jeu. Mais il faut ici éviter une confusion : la théorie des jeux n'est pas une application du calcul des probabilités ; on peut dire, au contraire, que *le calcul des probabilités est un instrument au service de la théorie des jeux*, entendue au sens large que nous avons dit. Au second chapitre de son *Ars conjectandi*, publié en 1713, Jacques BERNOULLI définit parfaitement le rôle de cet instrument dans la décision et l'action humaines : « Pour ce qui est sûr et hors de doute, nous parlons de connaissance et de compréhension ; pour tout le reste, nous disons seulement *conjecture* ou *opinion*. *Conjecturer* quelque chose, c'est mesurer son degré de probabilité : ainsi le Savoir-Conjecturer ou Stochastique se définit pour nous comme savoir mesurer, le plus exactement possible, les degrés de probabilité, *afin que*, dans nos décisions et nos actions, nous puissions toujours choisir ou accepter ce qui nous aura paru meilleur, plus satisfaisant, plus sûr, plus prudent : seul objet à quoi s'applique toute la sagesse du Philosophe, toute la prévoyance du Politique [2] ».

Tel est bien l'objet de la théorie des jeux.

(*) Communication présentée à la première Section d'Etudes de la Société des Radioélectriciens le 8 avril 1959. Le texte de cette communication est publié dans l'ouvrage « Science et Action Economique », traitant de la recherche opérationnelle, édité par le Centre Economique et Social de Perfectionnement des Cadres de la F.N.S.I.C., 30, rue de Gramont, Paris-2e (Prix : 7,50 NF).

[1] Christian HUYGENS, *De ratiociniis in ludo aleae*, 1657, cité par J.-D. WILLIAMS dans son ouvrage *La stratégie dans les actions humaines, les affaires, la guerre, les jeux* (Dunod, Paris, 1956 [traduction de *The Compleat Strategyst*, New-York, McGraw Hill, 1954]).

Cet ouvrage est à recommander à tous ceux qui veulent s'initier à la théorie des jeux. Les nombreux exemples, judicieusement choisis, dont il est illustré en rendent la lecture attrayante et instructive. Et l'humour de l'auteur dissimule à peine le sérieux de ses préoccupations.

[2] Jacques BERNOULLI (1654-1705) fut l'aîné d'une dynastie de mathématiciens. Son *Ars conjectandi* fut publié en 1713 par les soins de son neveu Nicolas BERNOULLI (1687-1759). Nous le citons ici d'après G.-Th. GUILBAUD « Leçons sur les éléments principaux de la théorie mathématique des jeux », *Stratégies et Décisions économiques*, Paris C.N.R.S., 1954, à qui nous empruntons beaucoup de la substance de cet article.

2. Jeux de hasard pur. Règle des partis ; espérance mathématique

Après cette introduction, reprenons en partie la démarche historique par laquelle s'est constituée la théorie des jeux. Sans chercher à en détailler les circonstances, nous nous attacherons seulement à ce qui peut éclairer le contenu de la théorie.

Les règles de décision, qui sont l'objet propre de la théorie des jeux, ont d'abord été recherchées pour *régler la conduite des joueurs dans les jeux de hasard.* C'est le but que se propose PASCAL en donnant sa *règle des partis*, applicable au partage des enjeux.

D'une façon schématique, voici ce dont il s'agit. Deux joueurs s'affrontent dans un jeu de hasard pur, après avoir mis des enjeux sur la table. La règle du jeu fixe les conditions dans lesquelles toute *partie* doit se dérouler pour être « régulière », c'est-à-dire, non seulement la succession des coups et la manière dont ils doivent être joués, mais encore les conditions dans lesquelles une partie — jouée selon la règle — peut se terminer et la manière dont les enjeux doivent alors être partagés.

[Il est facile d'imaginer, par exemple, qu'il s'agisse du jeu de Pile ou Face, ou encore d'un jeu de dés, mais il importe de fixer de façon précise les conditions finales dont il vient d'être question.]

La règle du jeu fixe le règlement qui doit intervenir entre les joueurs pour les seules parties conduites à leur terme. Pascal s'est demandé quel devrait être ce règlement si la partie se trouvait interrompue pour une raison de force majeure, avant le terme prévu par la règle. On pourrait convenir qu'alors chaque joueur reprendra sa mise, mais ce serait faire table rase du jeu qui, sans avoir été mené à son terme, a cependant eu lieu, favorisant plus ou moins chacun des deux joueurs. Il faut donc chercher une solution plus « juste ».

Pascal observe alors l'*enchaînement des coups successifs.* Au cours d'une partie, une situation donnée peut être immédiatement suivie d'un certain nombre d'autres dont les apparitions respectives ont certaines probabilités, connues d'après la règle. Si toutes ces situations étaient « finales », c'est-à-dire marquaient la fin régulière de la partie, la règle fixerait les règlements correspondants, mais n'attacherait aucun règlement à la situation antérieure. S'il fallait cependant y arrêter la partie, il serait juste de tenir compte des règlements qui interviendraient après le coup suivant, si celui-ci était joué, et d'en tenir compte en fonction de leurs probabilités respectives. Ainsi Pascal est-il amené à attacher à chaque situation un règlement égal à une moyenne pondérée des règlements attachés aux situations immédiatement ultérieures, en associant à chacun de ces règlements un coefficient de pondération égal à la probabilité qu'a la situation correspondante de succéder immédiatement à la situation considérée. Il peut ainsi remonter de proche en proche depuis les situations finales, prévues par la règle, jusqu'à une situation quelconque, supposée réalisée au cours d'une partie jouée selon la règle. Et cela lui permet d'attacher un règlement, un partage des enjeux, un *parti*, à chacune de ces situations intermédiaires.

Le règlement ainsi défini par la « règle des partis » de Pascal est exactement *l'espérance mathématique* (au sens actuel de ce mot) que possèdent les joueurs lorsque la partie se trouve dans la situation considérée, c'est-à-dire une moyenne en probabilité des résultats attachés par la règle à chacune des situations finales, chacun de ces résultats étant affecté de la probabilité de réalisation de la situation finale correspondante, à partir de la situation considérée.

Il est intéressant d'appliquer la méthode de Pascal pour remonter jusqu'au début de la partie, et attacher ainsi un règlement à la situation initiale elle-même. Ce règlement est celui qui devrait intervenir si les joueurs, s'étant mis au jeu, ayant posé les enjeux sur la table, étaient amenés à se séparer avant même d'avoir joué le premier coup ; ou, en d'autres termes, c'est l'espérance mathématique que possèdent les joueurs au début de la partie, par le seul fait qu'ils se sont mis au jeu. A ce moment-là, naturellement, les joueurs trouveraient juste de récupérer exactement leurs enjeux respectifs, puisqu'ils se séparent en fait sans avoir joué. De façon précise, on dira qu'un jeu est *équitable* si l'espérance mathématique de chaque joueur au début de la partie est égale à l'enjeu qu'il a mis sur la table pour prendre part au jeu. Dans le cas général, chaque joueur pourra mesurer l'écart qui existe entre l'enjeu qui lui est demandé et l'espérance mathématique qui lui est offerte en échange. Ainsi pourra-t-il décider en connaissance de cause, d'après la règle des partis, s'il doit accepter ou refuser de jouer. On voit qu'il s'agit bien ici de régler la conduite des joueurs.

A vrai dire, la décision à prendre — jouer ou ne pas jouer — ne dépend pas de la seule information donnée par la règle des partis. Sans insister sur le fait que l'espérance mathématique d'une variable aléatoire ne la définit pas entièrement, *il faut souligner la difficulté que présente, en pratique, l'arbitrage entre un versement certain et l'espérance mathématique offerte en contrepartie.* Il est permis, et même souvent recommandé, de refuser un jeu équitable, ou même un jeu mathématiquement avantageux, s'il présente de trop grands « *risques* », par exemple si l'une des situations finales, peu probable mais possible, entraîne une perte énorme, équivalente à la ruine. Inversement, il est permis, bien que peu recommandé d'accepter un jeu mathématiquement désavantageux où l'on risque tout au plus de perdre un enjeu relativement minime, mais où l'on peut espérer, avec une très faible probabilité, gagner une somme considérable. Le rôle des facteurs psychologiques est primordial dans de tels cas : goût du risque ou prudence, attrait plus ou moins fort du gain éventuel, sensibilité plus ou moins grande à telle ou telle publicité, autant d'éléments qui interviendront dans la décision du joueur, et qui lui feront même souvent négliger tout calcul d'espérance mathématique.

Cependant, la « règle des partis » garde toujours sa valeur. Et elle ouvre la voie à toute une série de réflexions sur la conduite humaine.

3. Jeux de réflexion pure. Existence d'un équilibre ; espérance

Après avoir considéré les jeux de hasard pur, où le seul choix laissé au joueur est d'accepter ou de refuser le jeu, portons maintenant notre attention sur des jeux tout différents, où le hasard ne joue plus aucun rôle. Ce sont les *jeux de réflexion pure*, dont les exemples classiques sont le jeu d'échecs et le jeu de dames.

Ici encore, schématisons. Supposons que deux joueurs A et B s'affrontent dans un jeu de réflexion pure, où chacun d'eux est parfaitement informé, à chaque instant, de tout ce qui s'est passé antérieurement. La règle du jeu fixe encore les conditions dans lesquelles une *partie* doit se dérouler, la situation initiale prise comme point de départ, la manière dont l'initiative — le *trait* — passera de l'un à l'autre joueur, au cours de la partie, l'éventail des choix dont dispose le joueur qui a le trait pour passer d'une situation à une autre, enfin les conditions dans lesquelles une partie — jouée selon la règle — peut se terminer et quel en est alors le résultat. Nous supposerons ici, pour simplifier, qu'il y a seulement deux résultats possibles : le joueur A gagne, ou le joueur B gagne. Une plus grande variété des résultats possibles ne changerait rien d'essentiel à l'analyse qui va suivre, mais en compliquerait l'exposé. Nous laissons donc au lecteur le soin de généraliser, en considérant d'abord, par exemple, le cas où le jeu comporte trois résultats possibles : A gagne, partie nulle, B gagne (tel est le cas du jeu d'échecs).

Les situations *finales* sont ainsi réparties en deux classes : les situations fortes pour A (ou faibles pour B), les situations fortes pour B (ou faibles pour A). Mais que faut-il penser des situations *intermédiaires*, ou même de la situation *initiale* ? Cette question ressemble beaucoup à celle que s'est posée Pascal à propos des jeux de hasard. Mais il a fallu attendre 1896 pour que la réponse fût aperçue par Lucas [3] et quelques années de plus pour qu'elle fût donnée sous forme rigoureuse par Zermelo [4] et Kalmar [5]. C'est que cette réponse paraît, au premier abord, assez paradoxale. Pourtant, il nous suffira de reprendre l'analyse de Pascal, en l'adaptant au jeu actuel, pour remonter de proche en proche, depuis les situations finales, prévues par la règle, jusqu'à une situation quelconque, intermédiaire ou même initiale.

Observons, en effet, *l'enchaînement des coups successifs*. Au cours d'une partie, une situation donnée peut être immédiatement suivie d'un certain nombre d'autres, dont la réalisation dépend seulement du choix fait par le joueur qui, d'après la règle, a le trait. Si toutes ces situations étaient finales, la règle les répartirait entre les deux classes indiquées plus haut : dans le cas le plus général, certaines seraient fortes pour A, et les autres seraient fortes pour B ; mais il peut aussi arriver qu'elles appartiennent toutes à la même classe. Le joueur qui a le trait (et qui, par conséquent, a toute liberté pour passer de la situation donnée à l'une quelconque des situations immédiatement ultérieures) a, bien entendu, intérêt à porter son choix sur l'une des situations qui sont fortes pour lui, s'il en existe au moins une parmi celles entre lesquelles la règle lui permet de choisir : auquel cas, il est juste de considérer que la victoire est à sa portée, et ce joueur doit être réputé vainqueur avant même qu'il ait joué ce dernier coup dont il est seul maître. Si, au contraire, toutes les situations entre lesquelles peut choisir le joueur qui a le trait sont fortes pour son adversaire, aucun choix ne peut le sauver, et il est juste de considérer que la victoire est acquise à son adversaire avant même que le dernier coup ait été joué.

En d'autres termes, une situation est forte pour le joueur qui a le trait si l'*une au moins* des situations immédiatement ultérieures (entre lesquelles la règle lui permet de choisir) est forte pour lui ; et elle est forte pour son adversaire, si *toutes* les situations immédiatement ultérieures sont fortes pour cet adversaire.

Ainsi peut-on remonter de proche en proche, et classer une situation quelconque, intermédiaire ou initiale, soit comme forte pour A, soit comme forte pour B. Cela revient à dire qu'à chaque instant de la partie, et en particulier dès que les joueurs A et B se sont mis au jeu, l'un d'eux gagnerait à coup sûr, contre toute défense de son adversaire, s'il avait du jeu une connaissance assez complète pour discerner, chaque fois qu'il a le trait le choix le plus avantageux pour lui. Autrement dit, *il serait inutile de jouer puisque le résultat de la partie serait connu d'avance*, la victoire ne pouvant être enlevée au joueur pour lequel la situation initiale est forte.

Le jeu en question perdrait donc tout intérêt, et c'est ce qui arrive effectivement pour certains jeux de réflexion pure, joués avec des cailloux ou des allumettes : ils amusent ou étonnent, pendant quelques parties, les joueurs non prévenus auxquels un joueur expert les propose ; mais ce ne sont pas de vrais « jeux », puisque leur résultat devient certain pour ceux qui les pratiquent un peu. Aussi passent-ils au rang de *récréations mathématiques*, mais il en est de fort ingénieuses.

Qu'en est-il donc pour le jeu d'échecs ? Une analyse tout à fait semblable à la précédente montre ici qu'une situation quelconque, intermédiaire ou initiale, peut être classée, à partir des situations finales, soit comme forte pour les Blancs, soit comme forte

[3] E. Lucas, *Récréations mathématiques*, Paris 1896, tome II, chap. 1.

[4] E. Zermelo, « Ueber eine Anwendung der Mengenlehre auf die Theorie des Sachspiels », *Proceedings of the Fifth International Mathematical Congress*, Cambridge, 1912, vol. 2, p. 501.

[5] L. Kalmar, « Zur Theorie der abstrakten Spiele », *Acta Szeged*, tome IV, p. 65-85, 1928.

pour les Noirs, soit enfin comme neutre (si l'une au moins des situations immédiatement ultérieures est neutre, sans qu'aucune soit forte pour le joueur qui a le trait). Dans ce dernier cas, si chacun des deux joueurs agissait au mieux de ses intérêts chaque fois qu'il a le trait, la situation finale serait encore neutre, c'est-à-dire qu'elle correspondrait à la nullité de la partie. Il est donc certain que deux joueurs ayant une connaissance *complète* du jeu d'échecs, c'est-à-dire capables de classer ainsi une situation quelconque (définie par la position des pièces sur l'échiquier et l'indication du joueur qui a le trait), connaîtraient d'avance le résultat de la partie qu'ils pourraient jouer l'un contre l'autre. Ce résultat (« les Blancs gagnent », ou « les Noirs gagnent », ou « la partie est nulle ») constitue un « *équilibre* », tel qu'aucun des deux joueurs ne pourrait obtenir un résultat plus favorable contre son adversaire parfaitement clairvoyant. Aussi ces deux joueurs renonceraient-ils certainement à jouer et considéreraient-ils le résultat comme acquis.

L'existence d'un tel équilibre dans tous les jeux de réflexion pure (jeu d'échecs, jeu de dames...) *est précisément l'objet du théorème de Lucas*, auquel nous faisions allusion.

On peut dire que cet équilibre constitue *l'espérance* des joueurs dans les jeux de réflexion pure, de même que le règlement défini par la règle des partis constituait l'espérance des joueurs dans les jeux de hasard pur. Mais ici l'espérance n'est plus seulement « mathématique », en ce sens qu'elle ne s'appuie plus sur le calcul des probabilités : chaque joueur est assuré de réaliser au moins son espérance s'il est assez habile pour jouer au mieux de ses intérêts ; le résultat de la partie ne pourra d'ailleurs dépasser l'espérance d'un joueur que si son adversaire commet quelque maladresse.

Cette conclusion est, à première vue, assez paradoxale, et cela explique sans doute qu'elle soit restée cachée jusqu'aux dernières années du XIX^{e} siècle. Le paradoxe vient précisément de l'intérêt constant suscité par le jeu d'échecs ou le jeu de dames, aucun de ces jeux ne paraissant menacé de devenir une simple récréation mathématique. C'est que *la complexité d'un tel jeu le met à l'abri d'une analyse complète* : aucun joueur ne peut concevoir, dans leur ensemble, les chaînes de coups par lesquelles la situation initiale peut être reliée aux situations finales (cela n'est possible que pour certaines « fins de partie », objets des problèmes d'échecs ou de dames). De plus, la structure de ces chaînes est trop compliquée pour se prêter à l'analyse mathématique, et il ne peut être question de les passer en revue, même à l'aide d'une machine électronique très puissante. Aussi l'homme doit-il sans doute renoncer à savoir quelle est l'espérance des joueurs au début d'une partie d'échecs, bien que cette espérance existe certainement et soit l'une des trois suivantes : les Blancs gagnent, la partie est nulle, les Noirs gagnent. C'est pourquoi le jeu d'échecs continuera à être pratiqué. On peut d'ailleurs se demander dans quelle mesure les méthodes préconisées par les champions s'approchent de celles qui permettraient à des joueurs parfaitement clairvoyants d'atteindre à coup sûr l'équilibre... et, par là-même, de tuer le jeu d'échecs [6].

Nous voyons ainsi que l'analyse précédente n'est pas d'un grand secours, en pratique, pour régler la conduite des joueurs d'échecs ou de dames ; et, s'il en était autrement, le jeu disparaîtrait. Mais les conditions sont bien différentes s'il s'agit d'un jeu de réflexion pure, à la fois moins compliqué et moins souvent joué, relatif à une situation réelle de conflit. *Le joueur qui parvient à analyser le jeu dispose alors d'une règle de conduite dont la valeur ne saurait être contestée.* Ce joueur, engagé dans une partie, connaît à tout instant son espérance, ce qui lui permet d'agir de manière à ne jamais en compromettre la réalisation, et, s'il arrive qu'une maladresse de son adversaire accroisse cette espérance, de conserver ensuite cet avantage « inespéré » (au sens propre), jusqu'à la fin de la partie.

Contrairement à ce qui se passait dans les jeux de hasard, l'espérance ne s'accompagne ici d'aucun risque pour le joueur capable d'appliquer une telle règle de conduite. Mais il n'en est naturellement pas de même pour le joueur qui, faute d'une parfaite clairvoyance, s'en remet, si peu que ce soit, à son « inspiration ». Ce défaut de clairvoyance est d'ailleurs le seul élément qui puisse ici introduire un risque, rendre le résultat de la partie incertain, redonner au jeu ce caractère de lutte sans lequel il n'est pas de vrai jeu.

L'étude des jeux de réflexion pure, après celle des jeux de hasard pur, ouvre de nouvelles voies à l'analyse de la conduite humaine. Il y aurait lieu d'approfondir leur étude comparée, de regarder de plus près la transformation subie par le jeu quand la *réflexion* y remplace le *hasard*, d'insister, en particulier, sur le passage de l'*espérance mathématique* à l'*espérance* (tout court), et sur l'existence même d'une espérance unique, qui suppose un *équilibre* entre les volontés antagonistes des deux joueurs. Nous aurons du moins l'occasion de revenir sur cette importante notion d'équilibre.

4. Jeux de stratégie et duels

4.1. Définition. Distribution de l'information. Intervention du hasard

Les jeux de réflexion pure, dont nous venons de parler, appartiennent à une classe plus générale de jeux, celle des *jeux de stratégie*. Ce sont les jeux dont

[6] Il est remarquable qu'Edgar Poe parle, dès 1831, de « la laborieuse futilité des échecs », où, dit-il, « la complexité est prise — erreur fort commune — pour de la profondeur ». Tout le passage est à lire (au début du *Double assassinat dans la rue Morgue*). Edgar Poe y compare les échecs, les dames et le whist, pour la manière dont ces jeux exploitent « la haute puissance de la réflexion », et font travailler « la faculté de l'analyse ». Certains détails laissent à penser qu'il entrevoyait déjà, confusément, le théorème de Lucas.

le résultat dépend de certains choix, en nombre fini, effectués par les joueurs, dans des conditions fixées par la règle ; il n'est d'ailleurs pas exclu que leur résultat dépende aussi du hasard, dans une certaine mesure.

Nous nous bornerons souvent dans la suite, à considérer sous le nom de jeu, les *duels*, c'est-à-dire les jeux de stratégie dans lesquels s'affrontent deux joueurs dont les intérêts sont exactement opposés : l'un des joueurs gagne ce que perd l'autre, et, plus généralement, leurs ordres de préférence sont inverses.

Les duels que nous avons rencontrés, dans les jeux de réflexion pure, possédaient les caractères suivants : *toute intervention du hasard en était exclue et l'information y était parfaite*, en ce sens que les choix faits par les deux joueurs étaient successifs (le trait passant d'un joueur à l'autre), et que chacun des joueurs était, à chaque instant, parfaitement informé de tous les choix faits antérieurement (ou, ce qui revient au même, de leurs répercussions sur la situation). C'est en tenant compte de ces caractères que nous avons pu montrer l'existence d'un équilibre au sens indiqué plus haut.

Il est facile d'imaginer des jeux qui ne possèdent pas ces caractères, et, en particulier, des *jeux à information imparfaite*, où chacun des joueurs peut faire certains choix sans les révéler à son adversaire, ou en les lui révélant avec un retard plus ou moins long, c'est-à-dire après lui avoir laissé faire, à son tour un certain nombre de choix. Nous verrons plus loin quelques exemples simples de tels jeux (entre autres, le jeu de « Pair ou Impair »), mais il est clair que ces jeux peuvent prendre des structures variées et complexes, ce qui les rend aptes à représenter de façon assez correcte de nombreuses situations réelles de conflit (par exemple, les situations économiques ou militaires dans lesquelles deux adversaires, disposant de certaines forces globales, peuvent les répartir en secret entre les différents terrains où ils s'affrontent). Il est d'ailleurs possible d'y faire intervenir le *hasard* sous la forme de certains choix aléatoires, ajoutés aux choix volontaires des joueurs (c'est ce qui arrive dans beaucoup de jeux de cartes).

L'étude générale des jeux de stratégie est beaucoup plus délicate que celle des jeux de réflexion pure. La méthode d'analyse pascalienne appliquée à ces derniers, comme aux jeux de hasard pur, ne s'étend facilement qu'aux *jeux à information parfaite*, dans lesquels interviendraient successivement le hasard et la réflexion, mais où chacun des joueurs resterait, à chaque instant, parfaitement informé de tous les choix, aléatoires ou volontaires, antérieurement effectués. L'étude de certains jeux particuliers, à information imparfaite, peut encore suivre la manière dont l'information circule entre les deux adversaires (c'est-à-dire considérer ces jeux sous leur *forme développée*) — une telle analyse de la succession et de l'enchaînement des coups présente un grand intérêt —, mais cette méthode devient rapidement impraticable dès que le schéma de distribution de l'information se complique, et elle ne se prête pas bien à la recherche de résultats généraux sur les jeux de stratégie [7].

4.2. Forme normale d'un jeu de stratégie. Tactiques. Résultats. Ordres de préférence des joueurs

Pour obtenir un schéma théorique à la fois simple et général, nous réduirons les jeux de stratégie à une forme, appelée *forme normale*, où l'on suppose que chaque joueur profite en une seule fois de toutes les initiatives que lui laisse la règle du jeu, et fixe à l'avance, par un choix global, la manière dont il jouerait dans toutes les circonstances possibles.

Il importe d'observer que ce schéma n'exclut nullement les jeux où les joueurs ont à faire, au cours d'une partie réelle, des choix successifs enchaînés de façon plus ou moins complexe par l'information sur laquelle ils s'appuient (il permet, en particulier, de représenter les jeux à information parfaite, et par exemple le jeu d'échecs). Il faut seulement supposer que chacun des joueurs dresse à l'avance la liste de tous les choix élémentaires, en nombre fini, devant lesquels il pourrait se trouver placé au cours de la partie, et choisit, avant le commencement de cette partie, la décision qu'il prendrait à propos de chacun d'eux. On peut se représenter la liste ainsi dressée, avec l'indication de tous les choix élémentaires effectués à l'avance, comme exprimant les consignes données par le joueur à un mandataire chargé de le remplacer durant la partie. Tous les cas étant prévus, le mandataire n'aura aucune initiative à prendre, et tout se passera comme si le joueur avait été présent pour prendre personnellement, librement, au cours de la partie, toutes les décisions nécessaires. Car la liberté du joueur n'a été en rien diminuée par le fait que ses choix aient été décalés dans le temps.

Bien entendu, une telle manière de procéder exigerait en général des choix élémentaires préalables beaucoup plus nombreux que les choix à faire au cours d'une partie effectivement jouée, où tous les cas prévus ne se présenteraient pas. Dans les jeux où chaque partie impose déjà une grande variété de choix, le joueur devrait envisager, pour prévoir tous les cas, un nombre de choix élémentaires qui dépasse l'imagination. Il faut noter que chacun de ces choix élémentaires correspond, non pas à une *situation objective* (une situation des forces en présence, par exemple), mais à un ensemble d'informations possédées sur une telle situation par le joueur considéré, ou en d'autres termes, à une *situation subjective*. Cette distinction ne joue que dans les jeux à information imparfaite, mais elle y est fondamentale car deux situations objectivement identiques peuvent être subjectivement différentes, et inversement.

Mais, quelle que soit la complexité du choix global que chacun des joueurs devrait faire pour fixer à l'avance, et de façon complète, la manière dont il entend jouer, rien ne nous empêche de considérer le schéma théorique dans lequel un tel choix global

[7] On pourra consulter à ce sujet J.-C.-C. McKinsey, *Introduction to the theory of games*, New-York, McGraw Hill, 1952, chap. 5 et 6.

représente l'ensemble des choix élémentaires par lesquels un joueur agit sur le résultat de la partie. Nous donnerons à tout choix global de ce type le nom de *tactique*, ou *stratégie pure*.

La règle du jeu permet, en principe, de définir et d'énumérer toutes les tactiques dont dispose chacun des joueurs (le nombre de ces tactiques est, par hypothèse, fini, bien qu'il puisse être très grand). *L'initiative d'un joueur dans une partie se réduit alors au choix de l'une des tactiques dont il dispose.* Et il faut considérer que *les différents joueurs effectuent leurs choix respectifs indépendamment les uns des autres*, car chaque tactique prévoit toutes les situations subjectives auxquelles conduiraient toutes les tactiques possibles des autres joueurs, et fixe les choix élémentaires correspondants.

Dès que chacun des joueurs a ainsi choisi l'une des tactiques dont il dispose, la règle du jeu précise *le résultat de la partie*, soit en le définissant de façon certaine si le hasard n'intervient pas dans le jeu, soit en indiquant, avec leurs probabilités respectives, les divers résultats qui restent possibles, si le hasard intervient dans le jeu. Dans ce dernier cas, il reste à jouer la partie pour en déterminer le résultat exact, mais il s'agit alors d'un jeu de hasard *pur*, puisque les joueurs ont déjà choisi leurs tactiques respectives. Il faut, en effet, retenir que ces tactiques prévoient, en particulier, toutes les circonstances aléatoires possibles, et fixent la ligne de conduite à tenir dans chaque éventualité ; les joueurs n'ont donc, strictement, plus aucune décision à prendre au cours de la partie. Et il reviendrait au même d'effectuer un tirage au sort convenable, pour en déterminer le résultat parmi tous ceux qui restent possibles, après que les joueurs ont choisi leurs tactiques respectives.

Ainsi, *le choix d'une tactique par chacun des joueurs définit complètement le résultat de la partie dans un jeu non aléatoire, et définit ce résultat à un tirage au sort près dans un jeu aléatoire.*

Cette dernière circonstance soulève une double difficulté, qu'il serait d'ailleurs impossible d'éluder, comme nous le verrons, même si l'on écartait les jeux aléatoires. Il est bien clair que *toute réflexion visant à régler la conduite des joueurs doit s'appuyer non seulement sur le schéma de causalité précédent, mais encore sur un schéma de finalité : un ordre de préférence établi par chacun des joueurs* sur les résultats possibles du jeu, et même sur les situations qui résultent des diverses combinaisons de tactiques possibles, avant tout tirage au sort éventuel. Ainsi se trouve-t-on amené à comparer les résultats aléatoires dont il vient d'être question, c'est-à-dire certaines situations caractérisées par la possibilité de voir se réaliser divers résultats avec des probabilités données. Et la difficulté provient, d'une part, de ce que les résultats réalisables eux-mêmes peuvent être de natures différentes et sans commune mesure, d'autre part, de ce qu'il ne suffit pas de définir un ordre de préférence relatif aux résultats réalisables pour qu'en découle, sans autre hypothèse, un ordre de préférence relatif aux distributions de probabilités sur ces résultats.

Si l'on suppose d'abord, schématiquement, que les divers résultats réalisables correspondent seulement à certains règlements monétaires entre les joueurs, chacun des joueurs établira sans peine un ordre de préférence sur ces résultats, d'après le *gain* (positif ou négatif) qui en résulte pour lui. Mais comment classera-t-il les situations aléatoires qui lui laissent l'espérance de réaliser certains gains avec des probabilités données ? Nous retrouvons ici la difficulté signalée à propos des jeux de hasard. La méthode la plus simple, et même la seule méthode objective, est de fonder le classement sur *l'espérance mathématique*, conformément à la règle des partis ; mais il n'est pas sûr, en fait, que le classement ainsi établi corresponde bien aux préférences personnelles du joueur. C'est, suivant une expression classique, *l'espérance morale* qu'il faudrait atteindre ; il est théoriquement possible d'y parvenir à partir de quelques *équivalences morales* particulières, compte tenu des règles logiques auxquelles on peut soumettre l'ordre de préférence adopté sur les divers résultats aléatoires [8]. Mais il y a peu de chances pour que se rencontre, au plan subjectif de l'espérance morale, l'opposition complète d'intérêts qui est à la base de la théorie du duel. (Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point).

Plus généralement, ce n'est pas seulement de règlements monétaires qu'il s'agit dans les jeux auxquels nous nous intéressons surtout, ceux qui ont pour objet la décision et l'action humaines. Les intérêts en jeu sont complexes, sans commune mesure entre eux ; les divers résultats réalisables sont des situations concrètes où peuvent intervenir à la fois des valeurs matérielles, immédiates ou potentielles, certaines valeurs psychologiques ou morales (il ne serait pas sage de les négliger), des vies humaines... Un classement préférentiel peut ici devenir difficile, d'autant plus que certains éléments d'appréciation risquent de manquer ou d'être mal connus. Pourtant, *un tel classement est indispensable à qui veut ou doit jouer.* Et s'il faut classer certaines distributions de probabilités sur les situations concrètes en question, on échappera difficilement à la nécessité, non seulement de *classer* les situations concrètes, mais de *repérer* (nous ne disons pas mesurer) la valeur qu'elles possèdent aux yeux du joueur, par un indicateur numérique qui puisse servir de base à la détermination de l'ordre de préférence adopté sur l'ensemble des résultats, certains ou aléatoires. C'est cet indicateur numérique (ou *utilité*) qui caractérise l'espérance morale ; il est logiquement permis de le calculer comme une espérance mathématique à partir de quelques valeurs de base qui expriment l'attitude psychologique personnelle du joueur par certaines équivalences morales. (Nous en verrons un exemple à la fin de cet article).

Toutefois, une telle schématisation des préférences

[8] Voir, au sujet de l'espérance morale :

J. von NEUMANN et O. MORGENSTERN. *Theory of games and economic behaviour* (Princeton, New-Jersey, 1944, 2e édition, 1947) : « The notion of Utility » (p. 15-30).

G.-Th. GUILBAUD, *op. cit.*, chap. IV, § 18.

R.-D. LUCE et H. RAIFFA. *Games and Decisions*, New-York, John Wiley & Sons, 1957 ; chap. 2, « Utility theory », p. 12-38.

des joueurs, pour logique qu'elle paraisse, ne donne pas nécessairement une image exacte de la réalité psychologique, qui risque, en bien des cas, d'être plus souple. (Voir, à ce sujet, R.-D. Luce et H. Raiffa, *op. cit.*, appendice 1). Aussi la détermination d'indicateurs de préférence pour les différents joueurs peut-elle parfois présenter de sérieuses difficultés qu'il ne faut pas dissimuler. Mais il ne faut pas non plus en exagérer sans raison la portée, pour contester toute valeur pratique à la théorie des jeux.

On voit, en résumé, la nature des questions que pose la représentation d'une situation réelle de conflit par un jeu de stratégie mis sous forme normale :

— définition des *tactiques* dont disposent respectivement les différents joueurs ;

— définition des *résultats*, certains ou aléatoires, qui correspondent aux diverses combinaisons de tactiques possibles (chacun des joueurs étant libre de choisir l'une quelconque de ses tactiques, indépendamment des autres joueurs) ;

— détermination d'un *ordre de préférence* sur ces résultats, pour chacun des joueurs.

Il faut insister sur le fait qu'il est souvent délicat, en pratique, d'établir un tel modèle, et de savoir s'il est bien adapté à l'étude de la situation réelle qu'il doit représenter, compte tenu du contexte où elle s'insère par ses « tenants » et ses « aboutissants » ; car le jeu s'inscrit, par nature, dans un cadre limité (*horizon* temporel, spatial, ou opérationnel, bornant le *champ* d'action des joueurs), et la définition d'un tel cadre comporte toujours une part d'arbitraire. Un bon modèle, pour être à la fois représentatif et maniable, ne doit ni trahir la réalité, ni, en général, la copier de trop près. La construction d'un modèle qui possède ces qualités demande de l'expérience et du discernement ; mais l'effort dépensé pour l'établir a déjà prouvé sa fécondité dans de nombreuses situations concrètes. Il serait, au contraire, vain de prétendre fonder une décision ou une action sur une réflexion dont les bases seraient mal assurées. C'est un point sur lequel nous voulions attirer l'attention avant de laisser, apparemment, les situations concrètes à l'arrière-plan de nos préoccupations.

4.3. Etude tactique du duel. Existence ou absence d'un équilibre

Ce que nous avons dit jusqu'ici s'applique à tous les jeux de stratégie, quels que soient le nombre des joueurs et la manière dont peuvent s'opposer ou s'allier leurs intérêts respectifs. Mais nous devons maintenant particulariser l'objet de notre étude et considérer le cas du *duel* (en nous réservant de revenir, pour terminer, sur certains cas plus généraux).

Un duel est, nous l'avons dit, un jeu de stratégie dans lequel s'affrontent deux joueurs dont les intérêts sont exactement opposés. Pour mettre un duel sous la forme normale, nous supposerons énumérées les *tactiques* respectives des deux joueurs A et B, définis les *résultats* correspondant aux divers choix possibles d'une tactique de A et d'une tactique de B, adopté un *indicateur numérique de préférence*, qui peut s'appliquer aux deux joueurs, compte tenu de l'opposition de leurs intérêts. Nous conviendrons que l'ordre des valeurs croissantes de cet indicateur marque l'ordre des préférences croissantes du joueur A et des préférences décroissantes du joueur B.

Afin de simplifier le langage, nous supposerons ici, *schématiquement*, que la valeur de l'indicateur de préférence représente une somme d'argent versée par le joueur B au joueur A, tous les résultats possibles, certains ou aléatoires, étant ainsi assimilés à des règlements monétaires certains entre les deux joueurs. Dans cette perspective, le résultat de chaque partie du jeu est un *règlement* qui représente le *gain* du joueur A et la *perte* du joueur B ; mais les gains négatifs (équivalents à des pertes) et les pertes négatives (équivalentes à des gains) ne sont pas exclus.

Le joueur A, ayant intérêt à rendre le règlement aussi grand que possible, est appelé le *joueur du maximum*, tandis que le joueur B, ayant intérêt à rendre le règlement aussi petit que possible, est appelé le *joueur du minimum*.

La manière la plus commode de représenter dans son ensemble le schéma du jeu est de dresser ce que l'on appelle la *matrice du jeu*. C'est un tableau rectangulaire dont chaque ligne correspond à l'une des tactiques du joueur A (joueur du maximum), et dont chaque colonne correspond à l'une des tactiques du joueur B (joueur du minimum). Nous repérerons chaque tactique de A, et la ligne correspondante, par un numéro d'ordre $i = 1, 2, 3..., n$, chaque tactique de B, et la colonne correspondante, par un numéro d'ordre $j = 1, 2, ..., m$.

A l'intersection de la $i$ème ligne et de la $i$ème colonne de la matrice du jeu, nous inscrivons le règlement r_{ij} qui interviendrait, d'après la règle du jeu, si le joueur A choisissait sa $i$ème tactique et le joueur B sa $j$ème tactique. (Cela veut dire, dans notre schéma, que B verserait r_{ij} à A).

La matrice du jeu, ainsi dressée, définit entièrement la forme normale du duel considéré.

Donnons, à titre d'exemple, la matrice d'un jeu où les joueurs A et B disposent respectivement de 5 et 4 tactiques (c'est ce que l'on appelle un jeu 5×4)

		B			
		1	2	3	4
A	1	12	3	— 1	2
	2	4	— 2	15	— 20
	3	— 3	1	11	— 7
	4	6	5	7	8
	5	8	2	9	10

Comment les joueurs A et B pourront-ils raisonner pour choisir leurs tactiques respectives au mieux de leurs intérêts ?

La théorie des jeux, au stade où nous l'envisageons, exclut d'abord toutes les considérations psychologiques, d'après lesquelles l'un des joueurs pourrait chercher à déterminer l'attitude de son adversaire, à deviner la tactique qu'il va choisir. Nous ne prétendons pas, bien entendu, que ces considérations soient inutiles : si le joueur A avait de bonnes raisons de penser que le joueur B va se laisser tenter par la possibilité de gagner 20 et qu'il choisira en conséquence sa 4e tactique, A aurait un intérêt évident à choisir lui-même sa 5e tactique qui lui ferait alors gagner 10. (Nous y reviendrons.)

Mais la théorie du duel se place à un point de vue différent, plus prudent, et suppose que chacun des joueurs raisonne comme si son adversaire, intentionnellement ou non, opposait à chacune de ses tactiques la riposte qui rend le règlement correspondant aussi peu avantageux que possible pour lui (chacun des joueurs joue, comme on dit, *contre le diable*). Sans discuter pour l'instant ce point de vue, voyons ce qu'il donne dans le cas de notre exemple.

Le joueur A (joueur du maximum) est ainsi amené à considérer, pour chacune de ses cinq tactiques, le règlement minimum inscrit dans la ligne correspondante de la matrice du jeu, soit respectivement — 1, —20, —7, 5, 2. Il préfère le plus grand de ces règlements, soit 5, ce qui le conduit à choisir sa 4e tactique, grâce à laquelle il est sûr de gagner au moins 5, qui est le *maximin*, c'est-à-dire le maximum des minima de lignes.

Le joueur B (joueur du minimum) est de même amené à considérer, pour chacune de ses quatre tactiques, le règlement maximum inscrit dans la colonne correspondante de la matrice du jeu, soit respectivement 12, 5, 15, 10. Il préfère le plus petit de ces règlements, soit 5, ce qui le conduit à choisir sa 2e tactique, grâce à laquelle il est sûr de perdre au plus 5, qui est le *minimax*, c'est-à-dire le minimum des maxima de colonnes.

Nous constatons immédiatement — mais n'en tirons pas de conclusion générale — que *le maximin est ici égal au minimax* (l'étymologie et le sens de ces deux termes ont été mis en évidence par ce qui précède). Il faut et il suffit, pour qu'il en soit ainsi, que l'un des éléments de la matrice du jeu soit à la fois minimum dans sa ligne et maximum dans sa colonne (le lecteur n'aura aucune peine à l'établir), ce qui est ici le cas de l'élément 5, à l'intersection de la 4e ligne et de la 2e colonne. On dit qu'un tel élément constitue un *col* (en anglais : *saddle point*) de la matrice du jeu.

Il est très important d'observer que *l'égalité du maximin et du minimax équivaut à l'existence d'un équilibre* de même nature que celui dont nous avons établi l'existence dans les jeux de réflexion pure : chacun des deux joueurs dispose d'une tactique prudente qui lui permet de s'assurer le règlement correspondant, et il ne peut obtenir un résultat plus favorable si son adversaire adopte aussi la tactique prudente qui vient d'être définie. Même s'il savait ou supposait que son adversaire ait adopté cette tactique, il n'aurait aucun intérêt à en adopter lui-même une autre ; il pourrait au contraire y perdre.

La valeur commune du maximin et du minimax constitue ici, comme dans les jeux de réflexion pure, *l'espérance* des deux joueurs. Mais il n'est pas exclu que cette espérance corresponde à un résultat aléatoire, si le hasard intervient dans le jeu.

Le point de vue auquel se place la théorie du duel avait pu nous paraître trop prudent, voire pessimiste. L'analyse précédente montre cependant que, *si le duel considéré admet un équilibre*, ce point de vue prudent permet à chacun des joueurs d'obtenir, contre toute défense de son adversaire, un résultat au moins aussi favorable que celui correspondant à l'équilibre. *Le jeu prudent*, le jeu « contre le diable » est donc aussi, dans ce cas, *le jeu habile contre un adversaire habile*. Mais ce n'est pas nécessairement le jeu le plus avantageux contre un adversaire maladroit.

Lorsqu'un duel admet un équilibre, la valeur commune du maximin et du minimax est appelée la *valeur du jeu*. Toute tactique qui assure au joueur du maximum un gain au moins égal à la valeur du jeu est une *tactique optimale* ; il en est de même pour toute tactique qui assure au joueur du minimum une perte au plus égale à la valeur du jeu. Chaque joueur peut d'ailleurs disposer de plusieurs tactiques optimales. Tout couple formé par deux tactiques optimales adverses constitue une *solution du jeu* et conduit à un règlement ayant pour valeur la valeur du jeu.

Le cas où il existe un équilibre est celui de tous les jeux de réflexion pure, et même de tous les jeux à information parfaite. *Il ne faudrait cependant pas croire que tous les duels admettent un équilibre.*

Considérons un second exemple, apparemment plus simple que le premier, celui d'un jeu 2 × 2 représenté, sous sa forme normale, par la matrice suivante, dont la signification est maintenant assez claire :

		B 1	B 2
A	1	3	6
A	2	5	4

Si le joueur A (joueur du maximum) fait ici le même raisonnement que tout à l'heure, il est conduit à choisir sa seconde tactique, grâce à laquelle il est sûr de gagner au moins 4, qui est le *maximin*.

Si le joueur B (joueur du minimum) fait aussi le même raisonnement, il est conduit à choisir sa première tactique, grâce à laquelle il est sûr de perdre au plus 5, qui est le *minimax*.

Mais ici le maximin n'est plus égal au minimax ; aucun élément de la matrice du jeu n'est à la fois minimum dans sa ligne et maximum dans sa colonne, ou, autrement dit, cette matrice ne présente pas de col.

Dans ces conditions, *le jeu n'admet plus d'équilibre* : il reste une marge entre le gain de 4, le plus

grand que le joueur A puisse être sûr de réaliser (autrement dit, *l'espérance de A*) et la perte de 5, la plus petite que le joueur B puisse être sûr de ne pas dépasser (autrement dit, *l'espérance de B*). Il est alors naturel de se demander comment cette marge va se trouver attribuée ou partagée. Si les deux joueurs s'en tiennent à leur ligne de conduite prudente, A choisit sa seconde tactique et B choisit sa première tactique, ce qui a pour résultat de faire gagner 5 à A ; c'est donc le joueur A qui bénéficie de la marge en gagnant plus qu'il ne l'avait espéré. Mais si le joueur B savait ou supposait que A ait choisi sa seconde tactique, il aurait intérêt à modifier sa ligne de conduite, et à choisir sa seconde tactique au lieu de la première, car il ne perdrait alors plus que 4. Si à son tour, le joueur A connaissait ce changement de tactique, il aurait intérêt à modifier, lui aussi, sa ligne de conduite, et à choisir sa première tactique au lieu de la seconde, car il gagnerait alors 6. Mais c'est maintenant B qui aurait intérêt à revenir à sa première tactique pour ne plus perdre que 3. Après quoi, A aurait intérêt à revenir à sa seconde tactique pour porter son gain à 5. Et ainsi de suite...

On voit donc bien ce que signifie l'absence d'équilibre. Mais on voit moins bien ce qui va se passer, et sur quoi les joueurs vont pouvoir régler leur conduite ; car il n'est pas question que l'un d'eux modifie son choix en fonction de celui de son adversaire. Le joueur qui serait ainsi autorisé à choisir après avoir été informé du choix de son adversaire serait, en fait, placé dans les conditions hypothétiquement accordées au « diable » par le raisonnement prudent de cet adversaire. L'équilibre se trouverait évidemment rétabli, mais il ne s'agirait plus du même jeu. Le lecteur pourra dresser les matrices des deux jeux 2×4 et 4×2, à information parfaite, que l'on peut ainsi former à partir du jeu considéré, qui est à information imparfaite.

L'existence d'un équilibre apportait à la fois au joueur une satisfaction et une déception. Les tactiques optimales lui fixaient une règle de conduite, en un sens, *irréprochable* ; il ne pouvait mieux faire que de la suivre, si du moins il se mesurait avec un adversaire à sa taille. Mais alors, le résultat de la partie était connu d'avance ; aucune habileté ne permettait de l'améliorer.

En l'absence d'équilibre, la situation est bien différente. Il n'existe plus de tactique optimale, pas de meilleure manière de jouer. Quelles que soient les tactiques choisies par les deux joueurs, l'un d'eux, au moins, regrettera son choix ; que doit faire chacun pour essayer, cependant, de jouer au mieux de ses intérêts ? Cette fois, la partie n'est pas jouée d'avance, le risque reparaît, la lutte reprend ses droits ; et l'on sent bien que l'habileté des joueurs doit pouvoir s'y exercer.

Si l'étude des jeux possédant un équilibre s'est ouverte dès 1838, par les importants travaux de Cournot [9], il a fallu attendre E. Borel et J. von Neumann pour voir se constituer une véritable théorie des jeux sans équilibre. Pourtant, le problème avait été posé de façon claire et précise par Montmort dès 1708 [10], à propos d'une situation de conflit assez proche de celle qui se présente dans le jeu de « Pair ou Impair » (Montmort lui avait seulement donné l'apparence du réalisme). Mais les duels dépourvus d'équilibre ont défié l'analyse pendant plus de deux siècles.

Nous allons maintenant reprendre à leur sujet la démarche dont E. Borel a été l'initiateur.

4.4. Etude stratégique du duel. Jeu stratégique associé a un jeu tactique. Existence d'un équilibre

Ceux qui, à la suite de Montmort, se sont intéressés aux jeux de stratégie ont longtemps pensé que, dans une situation analogue à celle présentée par notre second exemple, il était impossible de régler efficacement la conduite des joueurs d'après la seule analyse objective du jeu. C'est la psychologie qui aurait dû compléter cette analyse et apporter aux joueurs les éléments de décision nécessaires. Dans l'affrontement de deux volontés adverses, rien n'aurait pu, en définitive, remplacer l'engagement personnel des joueurs, la mesure qu'ils prennent l'un de l'autre, non seulement quant à leurs forces et à leurs objectifs, mais aussi quant à leur caractère, dans sa mystérieuse et mouvante complexité. Aussi les consignes données à quelque mandataire, c'est-à-dire les tactiques prévues par la forme normale du jeu, n'auraient-elles pu suffire, en fait, à rendre un compte exact de la confrontation humaine constituée par la lutte des deux joueurs.

Il faut, certes, se garder de méconnaître l'importance des facteurs psychologiques dans la conduite des joueurs, quels que soient les jeux où ils sont engagés, qu'il s'agisse de problèmes économiques, politiques ou militaires. Ceux qui ont à prendre des décisions importantes agiraient légèrement en ne tenant pas le plus grand compte de la psychologie de leurs adversaires. Et, bien qu'il soit possible de faire entrer certaines données psychologiques dans la formulation d'un problème de jeu (dans la construction même de la matrice du jeu), il reste que la théorie des jeux, comme toutes les techniques de Recherche Opérationnelle, ne prétend nullement imposer une décision à celui qui en a la responsabilité. La théorie des jeux cherche seulement, comme la « Stochastique », au sens de Bernoulli, à réunir des éléments de décision, fondés sur une analyse aussi poussée que possible de la situation. Après quoi, le responsable, informé par la théorie des jeux, mais peut-être aussi par son expérience et son discernement psychologique, choisit ce qui lui paraît, en définitive, « meilleur, plus satisfaisant, plus sûr, plus prudent ».

On voit donc ce qui peut fonder le point de vue de Montmort et de ceux qui l'ont suivi, jusqu'à E. Borel. Mais, s'il est manifestement avantageux d'ex-

(9) A. Cournot, 1801-1877, *Recherches sur les principes mathématiques de la théorie des richesses*, 1838 (réimprimées en 1938, avec introduction et notes par G. Lutfalla, Paris, Rivière). Le point de vue y est d'ailleurs assez différent de celui que nous venons d'adopter, car la réflexion de Cournot porte sur la concurrence plutôt que sur la lutte à l'état pur (voir G.-Th. Guilbaud, *op. cit.*, chap. III).

[10] Pierre-Raymond de Montmort (1678-1719). *Essai d'analyse sur les jeux de hasard*, Paris, 1708, 2e édition, 1713.

ploiter toute information sur la psychologie de l'adversaire, il n'est pas moins avantageux, par conséquent, de ne donner à cet adversaire aucune information psychologique dont il pourrait à son tour tirer parti. Il est donc raisonnable et utile de considérer, à la limite, le cas où l'un des aspects de l'habileté des joueurs est de priver l'adversaire de toute information psychologique, grâce à un comportement sur lequel on pourra aussi s'interroger. La véritable question est de savoir si, *dans ces conditions*, il est possible d'aller au-delà de l'analyse qui nous a conduits à constater, dans certains cas, qu'il n'existe pas d'équilibre, pas de meilleure manière de jouer. *C'est la réponse négative donnée à cette question* (jusqu'à E. Borel) *qu'il s'agit de remettre en cause.*

Pour introduire cette réflexion, relisons le passage de *La lettre volée* (publiée en 1841) où Edgar Poe analyse, de façon simple et profonde, le jeu de Pair ou Impair, en insistant sur les considérations psychologiques :

« J'ai connu un enfant de huit ans, dont l'infaillibilité au jeu de pair ou impair faisait l'admiration universelle. Ce jeu est simple, on y joue avec des billes. L'un des joueurs tient dans sa main un certain nombre de ses billes, et demande à l'autre : « Pair ou non ? » Si celui-ci devine juste, il gagne une bille ; s'il se trompe, il en perd une. L'enfant dont je parle gagnait toute les billes de l'école. Naturellement, il avait un mode de divination, lequel consistait dans la simple observation et dans l'appréciation de la finesse de ses adversaires. Supposons que son adversaire soit un parfait nigaud et, levant sa main fermée, lui demande : « Pair ou Impair ? » Notre Ecolier répond : « Impair ! » et il a perdu. Mais, à la seconde épreuve, il gagne, car il se dit en lui-même : « Le niais avait mis pair la première fois, et toute sa ruse ne va qu'à lui faire mettre impair à la seconde ; je dirai donc : « Impair ! ». Il dit : « Impair », et il gagne.

» Maintenant, avec un adversaire un peu moins simple, il aurait raisonné ainsi : « Ce garçon voit que, dans le premier cas, j'ai dit « Impair », et, dans le second, il se proposera, — c'est la première idée qui se présentera à lui, — une simple variation de pair à impair comme a fait le premier bêta ; mais une seconde réflexion lui dira que c'est là un changement trop simple, et finalement il décidera à mettre pair comme la première fois. Je dirai donc « Pair ! ». Il dit : « Pair », et gagne. Maintenant, ce mode de raisonnement de notre écolier, que ses camarades appellent la chance, — en dernière analyse qu'est-ce que c'est ?

— C'est simplement, dis-je, une identification de l'intellect de notre raisonneur avec celui de son adversaire.

(Traduction de Ch. Baudelaire.)

Cette analyse est intéressante à plusieurs titres, et particulièrement par sa conclusion, sur laquelle Edgar Poe insiste d'ailleurs dans la suite du texte. L'habileté de l'enfant est d'identifier son « intellect » avec celui de son adversaire. Cette identification repose ici sur les observations psychologiques que l'adversaire lui laisse faire. Et si ces observations se révèlent presque toujours justes, c'est que les adversaires considérés ne sont pas assez habiles pour varier leur jeu d'une manière imprévisible.

Dans un duel, en effet, *c'est une règle d'or de chercher à raisonner en s'identifiant à l'adversaire*, afin d'agir au mieux, compte tenu de ce que fera sans doute l'adversaire. Mais il faut, bien entendu, prévoir que l'adversaire raisonnera de la même manière, si du moins il est assez habile. Il s'agit ici, non pas d'exercer sa perspicacité sur l'appréciation d'un *obstacle matériel*, mais d'analyser la démarche d'une intelligence qui sert une *volonté adverse*, de se représenter, en un mot, l'adversaire comme un *autre soi-même*, dans le jeu duquel on cherche à entrer.

Lorsqu'un joueur raisonne comme s'il jouait contre le « diable », il amorce une telle analyse, mais avec un certain pessimisme, comme nous l'avons déjà souligné. Pourtant, si le jeu présente un équilibre, il n'est pas nécessaire de pousser plus loin l'analyse ; cela n'a d'ailleurs rien d'étonnant s'il s'agit d'un jeu à information parfaite, puisque l'adversaire perspicace est alors aussi bien informé que pourraît l'être le « diable ».

Mais, dans le cas général où il n'existe pas d'équilibre, faut-il s'en tenir à ce point de vue pessimiste et se contenter, en principe, du résultat que l'on est sûr de pouvoir atteindre ? Ou bien ne faut-il pas plutôt chercher à profiter de ce que l'adversaire n'est pas le « diable » ? L'exemple donné par Edgar Poe nous donne à penser qu'il serait sage de *varier son jeu* de telle manière que l'adversaire, cherchant à deviner ce jeu, n'y puisse parvenir. Et cela est, naturellement, conforme à la conduite d'un bon stratège, qui ruse avec l'ennemi en lui cachant l'emploi qu'il va faire de ses forces, afin de lui ôter toute sécurité.

Ces indications de bon sens, connues depuis fort longtemps, demandent cependant à être précisées, d'autant plus que la *variation du jeu* n'est pas une notion claire si le jeu comporte une seule partie ; et s'il en comporte plusieurs, l'exemple même du jeu de Pair ou Impair montre qu'il n'est pas si facile de varier judicieusement son jeu.

C'est Emile Borel qui, en termes précis et mesurés, ouvre une nouvelle voie, en 1921, par la première note qu'il consacre à ce sujet [11] :

Dans le cas où cette meilleure manière (de jouer) n'existe pas, on peut se demander s'il n'est pas possible, à défaut d'un code choisi une fois pour toutes, de jouer d'une manière avantageuse en variant son jeu. Si l'on veut formuler une règle précise pour varier le jeu, cette règle ne faisant intervenir que les faits observés dans le jeu, et non pas des remarques psychologiques sur le joueur auquel on est opposé, cette règle équivaut forcément à un énoncé tel que le suivant : *la probabilité pour que, en un moment donné du jeu, (le joueur) A adopte, pour fixer sa conduite à ce moment, le code C_k est p_k.*

Le duel prend ainsi un nouvel aspect, et, à vrai dire, *il s'agit bien d'un nouveau jeu*, dans lequel E. Borel propose de plonger le jeu donné. Au lieu de choisir *une tactique* parmi celles dont il dispose, comme la règle du jeu donné l'y invite, chaque joueur va choisir *une distribution de probabilités* à répartir sur l'ensemble de ses tactiques ; après quoi, rien n'empêche de supposer qu'il effectuera un tirage au sort convenable, conforme à la distribution de probabilités choisie, pour déterminer effectivement la tactique qu'il adoptera.

---

[11] E. Borel, « La théorie du jeu et les équations intégrales à noyau symétrique gauche », *C.R. Ac.. des Sc.*, t. 173, p. 1304-1308. Séance du 19 déc. 1921.

Cette note a été reproduite, avec un mémoire qui la développe [« Sur les jeux où interviennent le hasard et l'habileté des joueurs »], dans la 3e édition des *Eléments de la théorie des Probabilités*, d'Emile Borel, Paris, Hermann, 1924, notes III et IV, p. 199 sqq.

Les distributions de probabilités ainsi choisies par les joueurs sont appelées des *stratégies*, ou *stratégies mixtes*, par opposition aux *tactiques*, ou *stratégies pures*, dont ils disposent d'après la règle du jeu primitif. Le nouveau jeu ainsi défini est le *jeu stratégique* associé au *jeu tactique* donné. Il importe d'observer que les stratégies, contrairement aux tactiques, sont en nombre infini. Les tactiques sont des stratégies particulières.

Le jeu stratégique est toujours un jeu aléatoire, même si le jeu tactique ne l'est pas. Les différents résultats du jeu stratégique sont des distributions de probabilités sur les résultats du jeu tactique. Et, bien entendu, cela pose une question essentielle : celle de la *détermination d'un ordre de préférence sur ces résultats aléatoires*, pour chacun des deux joueurs.

C'est ici que se présente à nouveau la difficulté déjà rencontrée dans la détermination de la forme normale d'un jeu aléatoire, et il n'est pas nécessaire d'y revenir. Mais c'est essentiellement parce que l'ordre de préférence relatif aux résultats du jeu tactique n'impose pas un ordre de préférence relatif aux résultats du jeu stratégique associé, qu'il y a lieu de considérer ce dernier comme un nouveau jeu.

Limitons-nous, pour l'instant, au cas dont la théorie est la plus achevée, celui où *le jeu stratégique associé au duel tactique reste un duel* ; autrement dit, les intérêts des deux joueurs y restent exactement opposés. Nous supposons alors que l'indicateur de préférence du jeu tactique peut être choisi de telle manière que celui du jeu stratégique puisse s'en déduire, pour les deux joueurs, par un calcul d'espérance mathématique. [En fait, c'est la complète opposition des intérêts des deux joueurs dans le jeu stratégique, qui est contestable pour certains jeux concrets. Nous reviendrons sur le cas de ces jeux à propos d'un exemple typique.]

Ces conventions sont parfaitement claires si l'on conserve ici le schéma dans lequel la valeur de l'indicateur de préférence du jeu tactique représente un règlement monétaire certain entre les deux joueurs : le *gain* du joueur A (joueur du maximum), et la *perte* du joueur B (joueur du minimum). L'indicateur de préférence du jeu stratégique est alors l'espérance mathématique du règlement aléatoire qui constitue le résultat d'une partie de ce jeu, compte tenu des distributions de probabilités choisies par chacun des deux joueurs sur l'ensemble de ses tactiques.

[S'il s'agissait effectivement de règlements monétaires entre les deux joueurs, il ne s'imposerait nullement que l'indicateur numérique de préférence, calculé comme une espérance mathématique à partir de certaines valeurs de base, coïncide avec l'espérance mathématique du règlement monétaire. Mais il ne s'agit ici que de règlements figuratifs.]

Si donc le joueur A choisit la stratégie (x_i) définie par l'attribution des probabilités respectives x_i $(i = 1, 2, \ldots, n)$ aux n tactiques dont il dispose, avec

$$\sum_{i=1}^{n} x_i = 1 \quad \text{et} \quad x_i \geqslant 0,$$

et si le joueur B choisit la stratégie (y_j) définie par l'attribution des probabilités respectives y_j $(j = 1, 2, \ldots, m)$ aux m tactiques dont il dispose, avec

$$\sum_{j=1}^{m} y_j = 1 \quad \text{et} \quad y_j \geqslant 0,$$

le résultat aléatoire correspondant a pour *valeur* l'espérance mathématique du « gain » de A et de la « perte » de B, soit

$$R(x_i, y_j) = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{m} r_{ij}\, x_i\, y_j,$$

r_{ij} étant le règlement certain qui interviendrait si le joueur A choisissait sa $i$ème tactique, et le joueur B sa $j$ème tactique.

Dans le second exemple que nous avons considéré, celui du jeu 2×2 dépourvu d'équilibre, dont la matrice est $\begin{pmatrix} 3 & 6 \\ 5 & 4 \end{pmatrix}$, ce résultat aléatoire a pour valeur

$$R(x_i, y_j) = 3\,x_1\,y_1 + 6\,x_1\,y_2 + 5\,x_2\,y_1 + 4\,x_2\,y_2$$
$$= 4 + 2x_1 + y_1 - 4\,x_1\,y_1,$$

puisqu'ici

$$x_2 = 1 - x_1, \quad \text{et} \quad y_2 = 1 - y_1.$$

Reprenons alors, pour le jeu stratégique, le point de vue prudent déjà adopté pour le jeu tactique, et supposons que chacun des joueurs raisonne comme s'il jouait *contre le diable*.

Le joueur A (joueur du maximum) est ainsi amené à considérer, pour toute stratégie (x_i) qu'il peut choisir, la valeur minimum que peut prendre $R(x_i, y_j)$ quand les probabilités y_j varient de toutes les manières possibles, soit ici

$$\min_{(y_j)} R(x_i, y_j) = \min_{(y_1)} [(4 + 2\,x_1) + y_1(1 - 4\,x_1)].$$

Et il choisit sa stratégie (x_i) de manière à rendre cette valeur minimum aussi grande que possible, ce qui lui permet de s'assurer une espérance mathématique de gain au moins égale à

$$\max_{(x_i)} \min_{(y_j)} R(x_i, y_j),$$

soit ici

$$4 + 2x_1 = 5 - 2x_1 = \frac{9}{2},$$

avec la stratégie

$$\left(x_1 = \frac{1}{4}\ , x_2 = \frac{3}{4}\right).$$

Le joueur B (joueur du minimum) est de même amené à considérer, pour toute stratégie (y_j) qu'il peut choisir, la valeur maximum que peut prendre $R(x_i, y_j)$ quand les probabilités x_i varient de toutes les manières possibles, soit ici

$$\max_{(x_i)} R(x_i, y_j) = \max_{(x_1)} [(4 + y_1) + x_1(2 - 4y_1)].$$

Et il choisit sa stratégie (y_j) de manière à rendre cette valeur maximum aussi petite que possible, ce qui lui permet de s'assurer une espérance mathématique de perte au plus égale à

$$\min_{(y_j)} \max_{(x_i)} R(x_i, y_j),$$

soit ici

$$4 + y_1 = 6 - 3y_1 = \frac{9}{2},$$

avec la stratégie

$$\left(y_1 = \frac{1}{2}\ , y_2 = \frac{1}{2}\right).$$

Nous constatons que le remplacement du jeu tactique par le jeu stratégique associé a permis, dans l'exemple considéré, d'obtenir un *équilibre*. Dans le jeu stratégique, le maximin et le minimax ont une valeur commune, soit $\frac{9}{2}$, comprise entre le maximin 4 et le minimax 5 du jeu tactique.

La marge qui subsistait, dans le jeu tactique, entre les espérances des deux joueurs, se trouve ainsi, dans le jeu stratégique, partagée entre leurs espérances mathématiques (ce partage se fait ici à parts égales, mais il n'y a pas lieu, bien entendu, d'y voir un résultat général). Chacun des deux joueurs dispose alors d'une stratégie prudente qui lui permet de s'assurer cette espérance mathématique, et il ne peut en obtenir une meilleure si son adversaire adopte aussi la stratégie prudente à laquelle conduit l'analyse qui précède. Même s'il savait ou supposait que son adversaire ait adopté cette stratégie, il n'aurait aucun intérêt à en adopter lui-même une autre ; il pourrait, au contraire, y perdre.

Ici encore, *la stratégie prudente est aussi la stratégie habile contre un adversaire habile*. Mais ce n'est pas nécessairement la stratégie la plus avantageuse contre un adversaire maladroit.

Ces conclusions, dont nous venons de vérifier l'exactitude sur l'exemple considéré, s'appliquent au cas général. Cela résulte du théorème fondamental d'après lequel *le maximin est égal au minimax dans tous les duels stratégiques.*

Autrement dit, avec les notations précédentes,

$$\max_{(x_i)} \min_{(y_j)} \left[\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{m} r_{ij}\, x_i\, y_j\right] = \min_{(y_j)} \max_{(x_i)} \left[\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{m} r_{ij}\, x_i\, y_j\right],$$

quels que soient les nm nombres donnés r_{ij}, les opérations

$$\max_{(x_i)} \quad \text{et} \quad \min_{(y_j)}$$

étant respectivement effectuées par rapport à toutes les distributions de probabilités

$$x_1, x_2, \ldots, x_n \left[\text{avec} \sum_{i=1}^{n} x_i = 1 \text{ et } x_j \geqslant 0\right]$$

et

$$y_1, y_2, \ldots y_m \left[\text{avec} \sum_{j=1}^{m} y_j = 1 \text{ et } y_j \geqslant 0\right].$$

Emile Borel a établi ce théorème pour certaines classes de jeux, mais n'a pas réussi à en obtenir la démonstration générale (la genèse de cet échec est d'ailleurs fort instructive, mais son étude nous entraînerait trop loin). C'est J. von Neumann [12] qui a donné le premier cette démonstration en 1928, par des méthodes qui sont loin d'être élémentaires. La première démonstration élémentaire, due à J. Ville [13], date de 1938. D'autres démonstrations ont été données depuis, en particulier par J. von Neumann et O. Morgenstern dans leur monumental traité, déjà cité, sur la théorie des jeux (p. 153 sqq). Mais aucune de ces démonstrations n'est simple, et cela tient, semble-t-il, à la profondeur même du théorème fondamental. Disons seulement ici que ce théorème est un aspect particulier du théorème fondamental de Dualité, dont l'importance est primordiale dans l'étude des programmes linéaires. (La théorie du duel stratégique peut d'ailleurs être considérée comme un chapitre de la programmation linéaire).

[12] J. von Neumann, « Zur Theorie der Gesellschaftsspiele », *Math. Annalen*, 100, p. 295-320, 1928.

[13] J. Ville, « Note sur la théorie générale des jeux où intervient l'habileté des joueurs », *Traité du calcul des probabilités et de ses applications*, publié par E. Borel, tome IV, fascicule II, p. 105-113 ; Paris, Gauthier-Villars, 1938.

Nous considérons donc comme établi qu'*un duel stratégique admet toujours un équilibre*. Ici encore, la valeur commune du maximin et du minimax est appelée la *valeur du jeu*. Toute stratégie qui assure au joueur du maximum une espérance mathématique de gain au moins égale à la valeur du jeu est une *stratégie optimale* ; il en est de même pour toute stratégie qui assure au joueur du minimum une espérance mathématique de perte au plus égale à la valeur du jeu. Chaque joueur peut d'ailleurs disposer de plusieurs stratégies optimales, dont certaines peuvent se réduire à des tactiques. Tout couple formé par deux stratégies optimales adverses constitue une *solution du jeu*, et conduit à un résultat ayant pour valeur la valeur du jeu.

On montre sans difficulté que toute tactique intervenant, avec une probabilité non nulle, dans une stratégie optimale d'un joueur conduit aussi à un résultat ayant pour valeur la valeur du jeu, si l'adversaire adopte l'une quelconque de ses stratégies oprimales. Mais il ne faut pas en conclure qu'un joueur puisse impunément choisir, à la place d'une stratégie optimale, l'une des tactiques qui y interviennent ; car son adversaire pourrait alors en profiter pour le pénaliser en abandonnant à son tour ses stratégies optimales. (Ces remarques se vérifient immédiatement sur le jeu 2 × 2 considéré à titre d'exemple).

La détermination des stratégies optimales et de la valeur d'un jeu est facile, comme nous l'avons vu, pour les jeux 2 × 2. Les remarques qui précèdent (et d'autres qui dépassent le cadre de cet article) aident, dans tous les cas, à résoudre les jeux stratégiques. Mais cette résolution peut demander de longs calculs pour les jeux de grandes dimensions. (Il s'agit, en fait, de résoudre deux problèmes de programmation linéaire, se correspondant par dualité). [14].

Au terme de cette analyse, nous pouvons nous interroger sur la *portée des résultats obtenus*. L'intuition de Borel s'est révélée féconde en ce qu'elle a permis de dépasser le point de vue suivant lequel, en l'absence d'équilibre, l'analyse objective du jeu devrait s'arrêter à la constatation qu'il n'existe pas de manière optimum de jouer. S'il est vrai que le joueur doive alors, dans une certaine mesure, s'en remettre au hasard pour régler sa conduite, du moins pouvons-nous le guider dans le choix du tirage au sort à effectuer parmi les tactiques dont il dispose, afin que ce tirage au sort soit, non un aveu d'impuissance, mais le résultat d'une analyse objective conduite à son terme. Il ne s'agit pas ici de jouer au hasard, mais d'introduire, délibérément et judicieusement, le hasard dans sa manière de jouer.

Cette *introduction du hasard*, par une distribution de probabilités sur l'ensemble des tactiques, a quelque chose de paradoxal, au premier abord ; mais, comme le souligne Borel, c'est la seule voie qui reste ouverte, hors celle de l'analyse psychologique, et, à la réflexion, c'est pour le joueur la seule manière vraiment efficace de *varier son jeu*.

S'il s'agit d'un jeu comportant un grand nombre de parties, il est naturel de penser à jouer les diverses tactiques possibles avec certaines *fréquences* judicieusement choisies ; et l'analyse du jeu global se présentera comme celle du jeu stratégique correspondant, mais à la condition essentielle que l'adversaire ne puisse deviner la manière dont les diverses tactiques vont être successivement employées (faute de quoi on tomberait dans des pièges analogues à ceux que signale Edgar Poe à propos du jeu de Pair ou Impair). Or il est bien difficile de simuler le hasard, de ne pas introduire de régularité décelable dans la succession des choix ; mieux vaut donc tirer au sort.

Il y a cependant des jeux, des situations de conflit, où la partie à jouer est unique, impossible à rejouer : il n'est plus question d'établir des moyennes entre des résultats partiels. Tel est souvent le cas des jeux économiques ou militaires. On peut alors penser que, dans ces conditions, chacun des joueurs doit, en définitive, adopter une *tactique* quelle que soit la manière dont il la détermine, et que l'intervention des *stratégies* devient assez artificielle. Cependant, cette critique n'est pas fondée, car l'habileté du joueur consiste ici à varier son jeu, d'une manière non plus effective mais potentielle, de telle façon que son adversaire ne puisse tirer avantage du fait qu'il cherche à calquer son raisonnement sur le sien. Le meilleur moyen d'échapper à l'analyse de l'adversaire est encore de tirer au sort, comme le simple examen du jeu de Pair ou Impair peut nous en convaincre.

L'introduction contrôlée du hasard dans les jeux stratégiques ne doit donc pas nous surprendre : elle est conforme à la nature même de ces jeux. C'est l'un des moyens les plus efficaces de ruser avec l'adversaire, de le priver, comme nous le souhaitions, de toute information psychologique exploitable sur les variations, effectives ou potentielles, de notre jeu. La théorie des jeux nous permet de nous servir à bon escient de ce moyen, de manière à obtenir, contre toute stratégie de notre adversaire, une espérance mathématique dont la valeur la moins favorable soit aussi bonne que possible.

Une difficulté subsiste cependant, et nous l'avons déjà rencontrée. L'introduction du hasard dans les stratégies oblige à considérer les résultats du jeu stratégique comme aléatoires, et à déterminer *un ordre de préférence* sur ces résultats aléatoires pour chacun des deux joueurs. Si les résultats du jeu tactique sont déjà aléatoires, la difficulté se présente, comme nous l'avons vu, dans le jeu tactique lui-même, et n'est pas accrue par le passage au jeu stratégique. Mais si les résultats du jeu tactique sont certains, le passage au jeu stratégique change la nature du jeu à un point tel que certains joueurs pourront

[14] On pourra consulter l'ouvrage synthétique de S. VAJDA, *The theory of games and linear programming*, London, Methuen, 1956. Une adaptation française de ce livre, par l'auteur du présent article, a paru chez Dunod, en 1959.

On trouvera d'autres détails sur la théorie et la résolution des duels dans :

J.-C.-C. MCKINSEY, *op. cit.*, chap. 1, 2, 3 et 14.

R.-D. LUCE et H. RAIFFA, *op. cit.*, chap. 3 et 4, et appendices 2 à 6.

C.-W. CHURCHMAN, R.-L. ACKOFF, E.-L. ARNOFF, *Introduction to operations research*, New-York, John Wiley & Sons, 1957, 8e partie : « Competitive models ».

s'en tenir au jeu tactique, même s'il ne présente pas d'équilibre.

C'est qu'il s'agit à nouveau ici d'établir un arbitrage entre des résultats certains et des résultats aléatoires, dans lesquels interviennent, avec des probabilités déterminées, différents résultats du jeu tactique : le maximin, le minimax et quelques autres. Si le joueur estime que certains de ces résultats lui font courir un trop grand risque, il peut préférer l'espérance dont il est sûr de voir la réalisation dans le jeu tactique (le maximin pour le joueur du maximum, le minimax pour le joueur du minimum), à l'espérance « mathématique » que pourrait lui donner le jeu stratégique. Car cette espérance mathématique ne caractérise pas la situation concrète qui se réalisera effectivement à la fin d'une partie du jeu, mais seulement une situation fictive correspondant à une distribution de probabilités sur plusieurs situations réalisables, dont certaines peuvent rester bien en deçà de l'espérance promise au joueur dans le jeu tactique.

[Dans le jeu 2×2, qui nous a servi d'exemple, la valeur $\frac{9}{2}$ du jeu stratégique ne se réalisera en aucun cas, mais si les joueurs choisissent leurs stratégies optimales

$$\left(\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right) \text{ pour A} \qquad \text{et } \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right) \text{ pour B,}$$

la partie pourra donner comme résultat 3, 4, 5 ou 6 avec les probabilités respectives

$$\left(\frac{1}{8}, \frac{3}{8}, \frac{3}{8}, \frac{1}{8}\right).$$

Cependant, le joueur A peut s'assurer un gain au moins égal à 4 en s'en tenant à sa seconde tactique, et le joueur B peut s'assurer une perte au plus égale à 5 en s'en tenant à sa première tactique. En contrepartie, le joueur le plus prudent devra alors craindre que son adversaire devine sa prudence et en profite pour s'adjuger la marge qui existe entre leurs deux espérances.]

Il ne faut pas non plus exagérer la portée de cette difficulté. De nombreuses situations concrètes sont représentables, de façon satisfaisante, par un modèle de jeu conforme à notre hypothèse ; autrement dit, l'indicateur de préférence du jeu tactique peut y être choisi de telle manière qu'il soit raisonnable d'en déduire celui du jeu stratégique par un calcul d'espérance mathématique. L'arbitrage cherché entre les différents résultats, certains et aléatoires, se trouve ainsi établi, et *les stratégies optimales fixent alors au joueur une règle de conduite, en un sens, irréprochable.* Que le jeu se joue en une ou en plusieurs parties, il ne peut mieux faire que de la suivre, si du moins il se mesure avec un adversaire à sa taille, auquel cas *le jeu se transforme, en fait, en un jeu de hasard pur.*

Nous voulons enfin attirer à nouveau l'attention du lecteur sur le fait que les tactiques ou stratégies optimales auxquelles conduit la théorie du duel définissent une ligne de conduite *prudente*, qui n'est vraiment *optimale* que si l'on s'oppose à un adversaire *habile*. Mais nous avons déjà montré que certaines observations psychologiques sur un adversaire maladroit peuvent permettre d'employer avec profit une tactique ou une stratégie non optimale. C'est qu'alors il est possible d'acquérir *a priori* certaines informations sur la ligne de conduite de l'adversaire, d'écarter par exemple certaines des tactiques dont il dispose, ou de limiter l'ensemble de ses stratégies.

Dans le même ordre d'idées, la règle de conduite donnée par la théorie du duel ne se justifie pleinement que si l'on est vraiment engagé dans un duel, c'est-à-dire s'il s'agit bien de l'affrontement de deux volontés adverses. Tel n'est pas le cas si les intérêts en jeu ne sont pas vraiment opposés (nous allons y revenir), ni si l'on se heurte à des *obstacles* plutôt qu'à un véritable *adversaire*.

Aussi les jeux *contre la Nature*, où seule notre ignorance peut nous conduire à prévoir le pire (à jouer « contre le diable »), ne devraient-ils pas, en principe, être traités comme des duels.

Il s'agit en fait, dans ces jeux, de prendre une décision, ou une suite de décisions, devant une situation sur laquelle on dispose tout au plus d'une information incomplète, mais sans qu'une autre volonté, capable d'intentions et de choix, agisse, à notre connaissance, sur l'événement qui résulte de nos décisions. Peut-être pourrions-nous améliorer notre information au prix de certaines expériences plus ou moins coûteuses, plus ou moins risquées, conduites suivant un plan dont nous devrions aussi décider. En tout cas, il faut décider et agir, non pas face à un adversaire, dont les réactions pourraient être l'objet d'une *analyse*, mais devant une Nature inconnue, ou mal connue, qui peut seulement se laisser *espionner*.

Ainsi se présente la difficile question de la conduite à tenir devant une situation incertaine, où il peut être arbitraire, et même dénué de sens, d'introduire des probabilités *a priori* (voir, à ce sujet, R. D. Luce et H. Raiffa, *op. cit.*, chap. 13 : « Individual decision making under uncertainty »).

La partie la plus importante de cette théorie concerne les *décisions statistiques*, à l'étude desquelles Abraham Wald a consacré des travaux fondamentaux [15]. Disons seulement ici que la théorie des décisions statistiques et la théorie du duel s'éclairent l'une l'autre et se prêtent un mutuel appui pour faire

[15] A. Wald, *Sequential Analysis* (1947), *Statistical Decision Functions* (1950). John Wiley & Sons, New-York ; Chapman and Hall, London.

On trouvera un exposé complet, mais assez difficile, des travaux de Wald dans D. Blackwell et M.-A. Girshick, *Theory of Games and Statistical Decisions*, 1954, mêmes éditeurs.

face aux situations concrètes, leur accord profond reposant sur le fait essentiel qu'elles utilisent les probabilités comme *instrument de décision et d'action* beaucoup plus que pour décrire objectivement l'univers matériel.

N.B. — *Quelques exemples* éclaireraient utilement les différents aspects que nous avons essayé de présenter dans le duel tactique et stratégique. Faute de place, et parce que nous ne saurions mieux faire, nous renvoyons le lecteur au livre de J.-D. WILLIAMS : « La stratégie dans les actions humaines » (déjà cité), et particulièrement aux exemples 2, 4, 5, 10, 13, 16, 19, 20, 22, 27, 29 et 34. Si le lecteur ouvre le livre, il est d'ailleurs à présumer qu'il aura du mal à laisser de côté les vingt-trois autres exemples.

4.5. JEUX OU INTERVIENNENT A LA FOIS LA COOPÉRATION ET LA LUTTE

Nous venons de parler du duel, où les intérêts des deux joueurs sont, par définition, exactement opposés en toutes circonstances (on dit parfois brièvement, que le duel est un jeu *à somme nulle*). Mais le cas du duel n'est qu'un cas extrême, de sorte qu'il importe de considérer aussi les jeux où apparaissent des intérêts dont les relations mutuelles sont plus complexes. Il peut arriver, par exemple, que deux joueurs aient des intérêts opposés sur certains terrains, mais concordants sur d'autres. Si d'ailleurs le nombre des joueurs dépasse deux, des situations de ce genre se présentent nécessairement. Et l'on est ainsi conduit à étudier, à côté de la *lutte*, la *coopération* et les *alliances*.

L'étude des jeux où interviennent à la fois la coopération et la lutte est beaucoup plus complexe que celle du duel. Elle a été particulièrement approfondie par J. von NEUMANN et O. MORGENSTERN dans le cas des *problèmes de partage*, où il s'agit, schématiquement, de partager une somme d'argent donnée entre plusieurs participants. Indiquons seulement que la discussion d'un problème de partage repose sur l'analyse des *préférences efficaces* dont disposent respectivement les participants et leurs diverses alliances (pour s'opposer efficacement à toute diminution de leurs parts respectives, à partir de certains partages supposés réalisés), et sur l'étude des *relations d'exclusion* qui en résultent dans l'ensemble des différents partages *a priori* possibles. On est alors conduit à définir, comme étant les *solutions* du problème, des ensembles d'éventualités tels que chacun d'eux ne contient plus aucune exclusion (stabilité interne), mais ne laisse en dehors de lui aucune éventualité qu'il n'exclue (stabilité externe). Il peut d'ailleurs exister plusieurs types de solutions, et il est intéressant de les rapprocher de certains types bien définis de situations économiques ou sociales.

[Cette théorie généralise et approfondit celle de PARETO [16], qui se contente de définir un ensemble de situations *extrêmes* par le jeu des *préférences unanimes*, sans chercher à introduire *l'efficacité* des diverses préférences individuelles].

[16] Voir, par exemple, *l'Encyclopédie des sciences mathématiques*, publiée sous la direction de Jules MOLK, tome I, volume 4, fascicule 4. exposé I 26 : *Economie Mathématique*, par Vilfredo PARETO (p. 624).

L'analyse détaillée des solutions n'a été achevée que dans le cas de trois participants, car elle présente déjà, dans le cas de quatre participants, des difficultés pratiques dues à la grande diversité des cas possibles. Nous devons nous borner ici à ces indications sommaires, et renvoyer le lecteur à l'ouvrage fondamental de J. von Neumann et O. Morgenstern, à certains traités sur la théorie des jeux ainsi qu'aux leçons et à un article de G.-Th GUILBAUD [17].

Nous voulons seulement présenter ici quelques remarques générales, à propos des *jeux à deux joueurs et à « somme non nulle »*, que l'on rencontre d'ailleurs en étudiant les « solutions dégénérées » des problèmes de partage à trois participants.

Supposons, pour simplifier, que chacun des résultats possibles du jeu tactique corresponde à un règlement monétaire certain, dans lequel chaque joueur donne ou reçoit une somme d'argent, mais sans que le gain réalisé par l'un des joueurs soit nécessairement compensé par une perte équivalente de l'autre joueur (c'est en cela que les intérêts des deux joueurs ne sont plus exactement opposés). Cela suppose implicitement l'existence d'un troisième joueur tout à fait passif, la *Nature* ou la *Banque*, chargé de payer ou d'encaisser les différences. On peut imaginer des situations économiques de cette espèce ; et, dans le conflit de deux pays en guerre, les prélèvements opérés par la « Nature » ne sont que trop évidents.

Si les joueurs ignorent la structure du jeu dans lequel ils sont engagés, s'ils ignorent en particulier les intérêts de l'adversaire, chacun d'eux peut estimer prudent de jouer comme s'il était engagé dans un duel, ce qui lui garantira un certain gain, ou une certaine espérance mathématique de gain. Pourtant il agit ainsi comme si son adversaire défendait habilement des intérêts exactement opposés aux siens ; et l'on conçoit déjà qu'il puisse avoir avantage à modifier sa ligne de conduite en tenant compte des préférences effectives de son adversaire, même s'il n'a pas la possibilité de se concerter avec lui. Cependant , il est souvent délicat de s'engager dans cette voie (nous le vérifierons plus loin, à propos d'un exemple un peu différent) ; car une telle tentative de coopération tacite peut échouer et rendre le joueur très vulnérable.

Mais, *si les deux joueurs ont la possibilité de se concerter*, ils ont, en principe, intérêt à s'entendre pour obtenir que la Banque leur verse globalement une somme aussi élevée que possible. Il leur est facile de trouver les tactiques qui leur permettent d'y parvenir, puisqu'il leur suffit de considérer la somme algébrique de leurs gains respectifs pour tous les couples de tactiques dont ils disposent. Rien ne peut d'ailleurs les empêcher de maximiser cette somme, s'ils sont d'accord pour le faire, puisque la Banque reste passive.

[17] G.-Th. GUILBAUD, « Les problèmes de partage », *Economie appliquée*, 1952, n° 1, p. 93-137, et *op. cit.*, chap. V.

J.-C.-C. MCKINSEY, *op. cit.*, chap. 15, 16 et 17.

R.-D. LUCE et H. RAIFFA, *op. cit.*, chap. 6 à 9.

[Il peut arriver que, dans ces conditions, chacun des deux joueurs gagne plus, d'après la règle du jeu, que s'il n'avait pas accepté l'alliance ; mais il se peut aussi que, d'après cette règle, l'alliance soit favorable à l'un des joueurs et défavorable à l'autre. Dans tous les cas, l'alliance est globalement avantageuse pour le couple des deux joueurs, qui en tire, pour exploiter la Banque, un surcroît d'efficacité].

Cependant, si les deux joueurs actifs ont réussi à s'entendre pour obtenir de la Banque un versement global maximum, *il leur reste à régler leurs comptes entre eux*. Chacun d'eux peut, à bon droit, prétendre à ce qu'il avait le moyen de s'assurer en jouant individuellement (ce qui ne suffit d'ailleurs pas à garantir le respect de ce *bon droit*) ; mais comment répartir le surplus, le *boni*, obtenu grâce à l'alliance ? C'est alors que se retrouve, à l'état pur, l'opposition des deux joueurs, et l'on sait bien que ce genre de partage — la redistribution interne des gains entre les alliés — peut prêter à de sérieuses contestations.

Aussi est-il prudent de fixer les conditions de ce partage avant de jouer la partie ; mais cela peut demander un *marchandage* serré, d'autant plus délicat que les moyens de persuasion des deux antagonistes sont souvent des *menaces* qu'ils n'ont pas intérêt à exécuter. Les conditions d'un éventuel *compromis* dépendent donc beaucoup de la psychologie des deux joueurs. Encore faudra-t-il s'assurer de la loyauté de l'adversaire par des *garanties* convenables, si celui-ci a un *intérêt personnel* à ne pas respecter les conditions de l'alliance, soit dans sa manière de jouer, soit dans le partage ultérieur. Un joueur loyal qui négligerait ces garanties risquerait de se voir gravement lésé.

L'élaboration d'une telle entente est donc souvent fort délicate. Si les joueurs ont des exigences incompatibles, ou s'ils se défient l'un de l'autre au point de suspecter toutes les garanties possibles, il y a de fortes chances pour qu'ils ne parviennent pas à s'entendre et renoncent à l'exploitation maximum de la Banque. Il pourrait même arriver qu'un joueur, se trouvant lié par les menaces qu'il a faites, soit alors conduit à jouer contre son intérêt personnel, en même temps que contre celui de son adversaire, pour ne pas perdre la face. Pour éviter d'en venir à un tel résultat, qui les désavantage tous les deux, peut-être les joueurs envisageront-ils de choisir un *arbitre* impartial qui puisse leur proposer les termes d'un accord, et en contrôler l'exécution loyale. Mais les modalités d'un tel arbitrage sont, elles aussi, délicates à préciser ; et il n'est pas sûr que les décisions de l'arbitre soient acceptées par les joueurs [18].

On entrevoit, d'après cet exemple élémentaire, le rôle essentiel que peuvent jouer la coopération et les alliances, mais aussi la complexité des questions qu'elles soulèvent dans les jeux où elles interviennent. De nombreux exemples historiques confirment la validité des indications qui viennent d'être données à ce sujet.

Signalons enfin qu'une partie importante de la théorie des jeux où intervient la coopération est l'étude des *décisions collectives* (votes et élections par exemple), qui éclaire précisément le mécanisme des alliances. L'essentiel est ici de dégager un schéma de finalité, c'est-à-dire d'analyser *la formation des systèmes de valeurs collectifs* ou, suivant une expression classique, *la naissance de l'intérêt général*. Mais on y rencontre certaines difficultés logiques, déjà signalées par CONDORCET, LAPLACE et LACROIX, entre 1780 et 1820, retrouvées et profondément analysées par K.J. ARROW en 1951. Nous faisons ici allusion à l'*effet Condorcet*, suivant lequel la cohérence des jugements au sein de chaque opinion individuelle est insuffisante pour assurer la même cohérence aux jugements collectifs déduits des jugements individuels par l'application d'une règle tenant compte effectivement de plusieurs opinions (une règle majoritaire par exemple).

En conséquence, s'il n'existe aucune considération objective, aucune volonté d'accord, qui puisse assurer à l'ensemble des diverses opinions subjectives une certaine harmonie interne, l'intérêt général ne peut naître d'une simple combinaison des intérêts particuliers, où l'autonomie de chacun serait respectée. A moins que la définition de l'intérêt général ne soit remise au jugement d'un arbitre, c'est une *lutte* qui doit alors décider, avec les discussions, les marchandages, les menaces, les compromis qui, nous l'avons vu, en sont les épisodes (dès qu'il ne s'agit pas d'un duel). Mais ce qui en résultera ne saurait être considéré comme un jugement de valeur collectif.

Cette question délicate demanderait d'importants développements, pour lesquels nous renvoyons le lecteur aux travaux de K.J. ARROW, au traité déjà cité de R.D. LUCE et H. RAIFFA, ainsi qu'à un article de G.-Th. GUILBAUD [19].

4.6. ANALYSE D'UNE SITUATION TYPIQUE : SHERLOCK HOLMES ET MORIARTY

Avant de conclure, nous voudrions présenter un exemple typique, dont l'intérêt a déjà retenu l'attention de O. Morgenstern (voir J. von NEUMANN et O. MORGENSTERN, *op. cit.*, p. 176) et de G.-Th. GUILBAUD (voir les leçons déjà citées, fin du chap. IV). A vrai dire, cet exemple n'entre exactement dans aucun des types de jeux que nous avons présentés jusqu'ici, bien qu'il puisse être rattaché à plusieurs d'entre eux. Il s'agit d'un jeu à deux joueurs, dont une seule partie est décisive, où les résultats ne sont pas réductibles à des règlements monétaires, et où il ne peut être question de coopération concertée bien que les intérêts des deux joueurs, exactement opposés dans le jeu tactique, ne le soient plus dans le jeu stratégique. (Nous avons déjà signalé la possibilité de telles différences entre les préférences

[18] R.-D. LUCE et H. RAIFFA (*op. cit.*, chap. 5 et 6) étudient avec grand soin des situations de ce genre.

[19] K.-J. ARROW, *Social choice and individual values*, Cowles Commission Monograph 12, New-York, John Wiley Sons, 1951.

G.-Th. GUILBAUD, « Les théories de l'intérêt général et le problème logique de l'agrégation », *Economie appliquée*, 1952, n° 4, p. 501-584.

R.-D. LUCE et H. RAIFFA, *op. cit.*, chap. 14.

personnelles des deux joueurs ; l'exemple que nous allons considérer nous éclairera sur leurs répercussions).

La situation est empruntée à Conan Doyle ; c'est *la lutte décisive entre Sherlock Holmes et Moriarty* : « the final problem ». Holmes, traqué par Moriarty, décide de se réfugier sur le continent ; il doit, pour cela, prendre le train qui va de Londres à Douvres, où il s'embarquera... si du moins Moriarty n'a pas réussi à le rejoindre, auquel cas Holmes serait tué. Holmes est dans le train qui, avant Douvres, s'arrêtera seulement à Canterbury ; il sait que Moriarty, averti de sa fuite, a le temps de le rejoindre, qu'il a même fait chauffer un train spécial. Que faire ? Holmes doit-il descendre à Canterbury, en escomptant que son ennemi le croira à Douvres (ce qui, sans le tirer d'affaire, lui donnerait un répit dont il pourrait peut-être profiter pour s'enfuir) ? Mais il se peut que Moriarty s'attende à cette ruse de Holmes et descende lui-même à Canterbury, auquel cas Holmes ferait mieux d'aller jusqu'à Douvres et de s'embarquer.

Etant donnée cette situation, comment Holmes et Moriarty, qui sont l'un et l'autre des joueurs habiles, et qui ne se sous-estiment pas mutuellement, doivent-ils raisonner et jouer ?

Essayons d'abord de mettre le jeu sous la *forme normale*. Il est clair que Holmes et Moriarty disposent chacun de deux *tactiques* : s'arrêter à Canterbury (tactique C), ou aller jusqu'à Douvres (tactique D).

Aux quatre couples possibles de tactiques correspondent d'autre part les *résultats* suivants, désignés par les couples de lettres qui caractérisent les tactiques respectives de Holmes et de Moriarty :

(CC) et (DD) mort de Holmes, victoire de Moriarty ;

(CD)..... répit pour Holmes, déception pour Moriarty ;

(DC)..... fuite de Holmes, échec de Moriarty.

Les *ordres de préférence* de Holmes et de Moriarty, sur ces trois résultats distincts, sont absolument manifestes et exactement opposés.

Mais on voit aussitôt que *le duel tactique n'admet pas d'équilibre*. Il faut donc, pour passer au jeu stratégique, définir de plus les ordres de préférence respectifs de Holmes et de Moriarty sur les résultats aléatoires de ce jeu. Il est, en particulier, nécessaire de savoir classer le résultat moyen (CD) par rapport aux combinaisons aléatoires des résultats extrêmes, (CC) ou (DD) d'une part, (DC) d'autre part, ce qui oblige à définir des *équivalences morales* de la forme suivante :

— *Holmes* considère comme équivalentes la situation (CD) qui lui procure un répit, et une situation aléatoire dans laquelle il aurait la probabilité λ de s'enfuir et la probabilité $(1 - \lambda)$ d'être tué.

— *Moriarty* considère comme équivalentes la situation (CD) qui le déçoit dans son désir de tuer Holmes, et une situation aléatoire dans laquelle il aurait la probabilité μ de laisser s'enfuir Holmes et la probabilité $(1 - \mu)$ de le tuer.

La logique paraît d'ailleurs imposer que toute combinaison aléatoire de résultats équivalents leur soit équivalente, et qu'une combinaison aléatoire quelconque soit équivalente à toutes celles que l'on peut obtenir en y remplaçant un résultat par un résultat équivalent. On en déduit que les deux équivalences précédentes suffisent à définir entièrement les ordres de préférence respectifs de Holmes et de Moriarty (voir à ce sujet G.-Th Guilbaud, *op. cit.*, § 18). [Il n'est cependant pas sûr que la réalité psychologique soit aussi rigide].

On peut alors faire correspondre aux trois résultats respectifs (CC) ou (DD), (CD) et (DC) du jeu tactique les *indices de préférence* :

0, λ et 1 (avec $0 < \lambda < 1$) pour Holmes,

0, μ et 1 (avec $0 < \mu < 1$) pour Moriarty,

et faire correspondre à tout résultat aléatoire du jeu stratégique les deux indices de préférence (un pour Holmes et un pour Moriarty) obtenus à partir de ceux-là par un calcul d'espérance mathématique. (La signification de ces indices sera précisée dans la suite.)

Le jeu stratégique ainsi défini diffère d'un duel si λ diffère de μ. Et il faut bien reconnaître que rien ne permet de supposer que λ soit égal à μ ; car les valeurs des paramètres λ et μ dépendent essentiellement des attitudes psychologiques respectives de Holmes et de Moriarty devant le risque : λ croît avec la prudence de Holmes, tandis que μ croît avec la hardiesse de Moriarty. *Le duel tactique entre Holmes et Moriarty donne donc naissance à un jeu stratégique qui, en général, n'est pas un duel.*

En revanche, *ce jeu stratégique constitue un modèle satisfaisant de la situation de conflit réelle*, car il a suffi de définir deux équivalences morales qui n'ont rien d'arbitraire, qui semblent s'imposer logiquement (sinon psychologiquement), pour que les ordres de préférence respectifs de Holmes et de Moriarty en résultent d'une manière logique. Et ces ordres peuvent se représenter par deux indicateurs de préférence calculés comme des espérances mathématiques.

[Nous vérifions ainsi, sur cet exemple, les indications générales qui ont été données à propos de *l'espérance morale*. Si le lecteur conteste l'exactitude psychologique du modèle ici obtenu, nous sommes persuadés qu'il n'a pas tort. Nous croyons cependant que ce modèle permet une analyse utile de la situation, en vue d'une décision dont, naturellement, Sherlock Holmes et Moriarty restent les seuls maîtres. D'ailleurs, leur psychologie est sans doute assez imprégnée de logique mathématique pour que notre

modèle rende un compte presque exact de leur attitude devant le risque !].

Nous représenterons le jeu en question par la matrice suivante :

		MORIARTY	
		$(1-q)$ C	(q) D
HOLMES (p)	C	0 | λ \ μ	
HOLMES $(1-p)$	D	1	0

où figurent les indices de préférence correspondant aux résultats du jeu tactique, la case du résultat (CD), divisée en deux parties, contenant à la fois l'indice de préférence λ de Holmes et l'indice de préférence μ de Moriarty.

Si Holmes choisit la stratégie (p) définie par l'attribution des probabilités respectives p et $(1-p)$ aux deux tactiques C et D, et si Moriarty choisit la stratégie (q) définie par l'attribution des probabilités respectives q et $(1-q)$ aux deux tactiques D et C, le résultat aléatoire correspondant est classé par Holmes et par Moriarty suivant les valeurs qu'il donne à leurs indicateurs de préférence respectifs H et M (nous les mettons sous deux formes équivalentes qui aideront le lecteur à comprendre la suite) :

$$H = (1-p)(1-q) + \lambda pq$$

$$= \frac{\lambda}{1+\lambda} + \frac{1}{1+\lambda}[1-(1+\lambda)p]\ [1-(1+\lambda)q]\ ;$$

$$M = (1-p)\ (1-q) + \mu pq$$

$$= \frac{\mu}{1+\mu} + \frac{1}{1+\mu}[1-(1+\mu)p]\,[1-(1+\mu)q].$$

Rappelons que les indicateurs de préférence H et M *repèrent* — mais ne mesurent pas (ce qui serait dépourvu de sens) — les valeurs que possèdent les différents résultats aléatoires du jeu stratégique, aux yeux de Holmes et de Moriarty. De façon plus précise, un résultat qui donne aux indicateurs H et M les valeurs respectives h et m est considéré *par Holmes* comme équivalent à une situation aléatoire dans laquelle il aurait la probabilité h de s'enfuir et la probabilité $(1-h)$ d'être tué, et *par Moriarty* comme équivalent à une situation aléatoire dans laquelle il aurait la probabilité m de laisser s'enfuir Holmes et la probabilité $(1-m)$ de le tuer.

En conséquence, Holmes désire que l'indicateur H prenne une valeur aussi grande que possible, mais Moriarty désire que l'indicateur M prenne une valeur aussi petite que possible. On peut donc considérer, avec les notations adoptées, que *Holmes est le joueur du maximum* et que *Moriarty est le joueur du minimum.*

Le jeu dans lequel sont engagés Holmes et Moriarty étant ainsi parfaitement défini, intéressons-nous à leurs *manières de raisonner et de jouer.*

On peut d'abord estimer que, si Holmes, par exemple, ignore jusqu'à quel point Moriarty risque de pousser la prudence ou la hardiesse, c'est-à-dire s'il ignore la valeur de μ, il agira sagement en jouant comme s'il était engagé dans un duel, c'est-à-dire de manière à assurer à son indicateur de préférence H une valeur minimum aussi grande que possible. Ce point de vue le conduit à choisir la stratégie (p) qui rend H indépendant de q, soit

$$p = \frac{1}{1+\lambda},$$

ce qui lui assure

$$H = \frac{\lambda}{1+\lambda}$$

quel que soit q. *Cette valeur de l'indicateur H constitue l'* « *espérance* » *de Holmes.*

De même, si Moriarty ignore la valeur de λ, on peut estimer qu'il agira sagement en jouant comme s'il était engagé dans un duel, c'est-à-dire de manière à assurer à son indicateur de préférence M une valeur maximum aussi petite que possible. Ce point de vue le conduit à choisir la stratégie (q) qui rend M indépendant de p, soit

$$q = \frac{1}{1+\mu},$$

ce qui lui assure

$$M = \frac{\mu}{1+\mu}$$

quel que soit p. *Cette valeur de l'indicateur M constitue l'*« *espérance* » *de Moriarty.*

Mais Holmes et Moriarty sont ennemis de longue date et s'apprécient à leur juste valeur. Il est vraisemblable qu'ils connaissent, mutuellement, leur prudence ou leur hardiesse. Supposons donc qu'ils soient, l'un et l'autre, capables d'estimer les valeurs numériques de λ et de μ, et *supposons, pour fixer les idées, que* λ *soit inférieur à* μ (ce qui est le cas si Holmes et Moriarty acceptent le risque hardiment).

Chacun d'eux peut alors constater que *les stratégies prudentes indiquées par la théorie du duel ne conduisent pas ici à un équilibre.* Si Moriarty choissait

$$q = \frac{1}{1+\mu},$$

inférieur par hypothèse à $\frac{1}{1+\lambda}$, Holmes aurait intérêt, pour augmenter H, à choisir $p = 0$, c'est-à-dire à prendre la décision non aléatoire d'aller jusqu'à Douvres.

De même, si Holmes choisissait effectivement

$$p = \frac{1}{1+\lambda},$$

supérieur par hypothèse à $\frac{1}{1+\mu}$, Moriarty aurait intérêt, pour diminuer M, à choisir $q = 0$, c'est-à-dire à prendre la décision non aléatoire de descendre à Canterbury.

Mais, bien entendu, aucun d'eux ne peut s'arrêter à une décision de cet ordre, car il craindrait que son adversaire réussisse à reconstituer le raisonnement par lequel il y serait parvenu. Sa hardiesse ne va pas jusqu'à accepter témérairement un tel risque.

Cependant, *il existe un équilibre dans le jeu stratégique*. Il suffit, pour le trouver, de considérer les réponses optima de chacun des joueurs aux diverses stratégies de l'autre, ce qui conduit aux résultats suivants et à la représentation graphique qui les accompagne.

Tant que Moriarty choisit

$$q < \frac{1}{1+\lambda},$$

la réponse optimum de Holmes est $p = 0$; elle devient $p = 1$ quand Moriarty choisit

$$q > \frac{1}{1+\lambda}.$$

Tant que Holmes choisit

$$p < \frac{1}{1+\mu},$$

la réponse optimum de Moriarty est $q = 1$; elle devient $q = 0$ quand Holmes choisit

$$p > \frac{1}{1+\mu}.$$

Il y a donc équilibre si Holmes et Moriarty choisissent respectivement

$$p = \frac{1}{1+\mu} \quad \text{et} \quad q = \frac{1}{1+\lambda}.$$

Le résultat aléatoire correspondant donne à leurs indicateurs de préférence respectifs les valeurs

$$H = \frac{\lambda}{1+\lambda} \quad \text{et} \quad M = \frac{\mu}{1+\mu};$$

ce sont précisément les valeurs qu'assuraient les stratégies prudentes indiquées par la théorie du duel.

Toutefois, le choix

$$p = \frac{1}{1+\mu}$$

n'assure pas à Holmes la valeur

$$H = \frac{\lambda}{1+\lambda},$$

car H décroît alors de $\frac{\mu}{1+\mu}$ à $\frac{\lambda}{1+\mu}$ quand q varie de 0 à 1.

De même le choix

$$q = \frac{1}{1+\lambda}$$

n'assure pas à Moriarty la valeur

$$M = \frac{\mu}{1+\mu},$$

car M croît alors de $\frac{\lambda}{1+\lambda}$ à $\frac{\mu}{1+\lambda}$ quand p varie de 0 à 1.

Ainsi, le fait que le jeu stratégique considéré ne soit pas un duel (la différence entre λ et μ) a ici pour effet de dissocier les stratégies correspondant à l'équilibre de celles qui assurent respectivement à chacun des deux joueurs un résultat aléatoire au moins équivalent à son espérance, suivant l'ordre de ses préférences. [Nous avons reporté, sur la figure précédente, un point ayant pour coordonnées les valeurs correspondantes de p et q. Il y a lieu de remarquer que l'on obtient ces valeurs en échangeant celles qui correspondent à l'équilibre.]

Dans ces conditions, *comment Holmes et Moriarty doivent-ils jouer* ? La question est rendue délicate par la dissociation que nous venons de mettre en évidence.

Si chacun des joueurs « *joue l'équilibre* », aucun d'eux n'aurait lieu de regretter son choix s'il connaissait celui de son adversaire, car il constaterait

alors l'impossibilité où il se trouve d'obtenir un résultat préférable par sa seule action (à vrai dire, son propre choix est alors sans effet sur son indicateur de préférence) ; d'ailleurs l'équilibre est, à son point de vue, équivalent à son espérance. Cependant, un joueur qui joue l'équilibre ne peut être sûr que son adversaire le jouera, de sorte que cette stratégie ne lui assure pas son espérance ; elle lui garantit seulement que son indicateur de préférence restera compris dans un certain intervalle encadrant son espérance, d'autant plus étroit que λ et μ sont plus voisins. En revanche, un joueur qui joue l'équilibre assure, par là-même, à son adversaire un résultat aléatoire strictement équivalent à son espérance (mais cette considération n'agit pas directement sur ses propres préférences).

D'autre part, un joueur qui « *joue la prudence* » — c'est-à-dire qui choisit la stratégie indiquée par la théorie du duel — s'assure un résultat équivalent à son espérance, contre toute défense de son adversaire. En revanche, il laisse à son adversaire une certaine possibilité de manœuvre (mais cette considération n'agit pas directement sur ses propres préférences).

On peut encore observer que, si Holmes joue l'équilibre tandis que Moriarty joue la prudence, l'indicateur H prend la valeur

$$\frac{\mu^2 + \lambda}{(1 + \mu)^2}, \text{ supérieure à } \frac{\lambda}{1 + \lambda},$$

donc préférée par Holmes à son espérance, dès que μ diffère de λ.

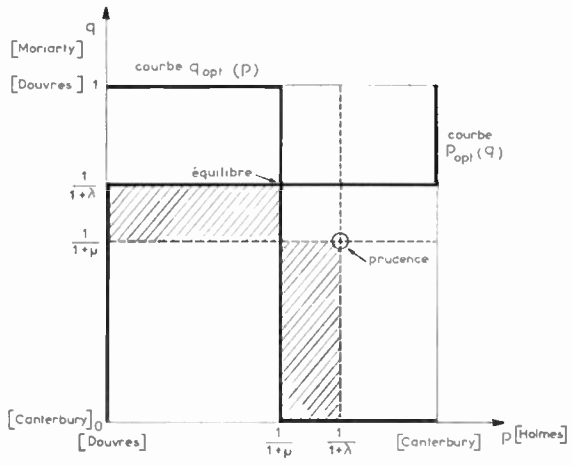
En revanche, si Moriarty joue l'équilibre tandis que Holmes joue la prudence, l'indicateur M prend la valeur

$$\frac{\lambda^2 + \mu}{(1 + \lambda)^2}, \text{ supérieure à } \frac{\mu}{1 + \mu},$$

donc surclassée aux yeux de Moriarty par son espérance, dès que λ diffère de μ.

Est-ce à dire que Holmes doive jouer l'équilibre et Moriarty la prudence ? On peut trouver raisonnable une telle manière de jouer, mais elle ne s'impose pas, et à vrai dire, aucune des manières de jouer que nous avons envisagées ne s'impose. La raison profonde de cet état de choses est qu'*il y aurait théoriquement place, dans le jeu stratégique, pour une coopération entre Holmes et Moriarty* ; car certains couples de stratégies donnent un résultat aléatoire qui serait préféré par chacun des joueurs à celui qu'il peut espérer.

[Il est facile de vérifier qu'il en est ainsi si l'une des probabilités p et q est comprise entre $\frac{1}{1 + \lambda}$ et $\frac{1}{1 + \mu}$, l'autre étant comprise entre 0 et $\frac{1}{1 + \mu}$ si $\lambda < \mu$, entre $\frac{1}{1 + \mu}$ et 1 si $\lambda > \mu$. Nous avons hachuré les régions correspondantes sur la figure, qui est relative au cas $\lambda < \mu$. Le lecteur n'aura d'ailleurs aucune peine à faire, s'il le désire, la figure relative au cas $\lambda > \mu$.]



Il faudrait donc qu'un marchandage puisse s'instaurer entre Holmes et Moriarty pour qu'une véritable solution du jeu puisse se dégager, sur des bases qui dépendraient d'ailleurs de l'habileté avec laquelle chacun d'eux défendrait ses préférences (chacun pourrait éventuellement menacer l'autre de lui imposer son espérance en jouant l'équilibre).

On voit aisément que Holmes et Moriarty auraient tous les deux intérêt, d'après leurs préférences respectives, à s'entendre pour que l'une des probabilités p et q soit égale à 0 si $\lambda < \mu$, et à 1 si $\lambda > \mu$, l'autre étant comprise entre

$$\frac{1}{1 + \lambda} \quad \text{et} \quad \frac{1}{1 + \mu}.$$

[Chacun des résultats aléatoires correspondants est « *extrême* », au sens de Pareto.] Mais c'est dans la fixation de cette dernière probabilité qu'un marchandage difficile devrait intervenir ; et l'on imagine le danger que courrait, par exemple, Sherlock Holmes s'il se laissait convaincre de descendre à Douvres ($\lambda < \mu$) ou à Canterbury ($\lambda > \mu$), sans avoir de solides garanties sur la loyauté avec laquelle jouerait alors Moriarty !

Si, comme on le conçoit, un tel marchandage et un tel compromis sont impossibles, nous aurions tendance, pour notre part, à préférer jouer la prudence, mais c'est une affaire de goût. *Il n'existe, en fait, pas de manière optimum de jouer le jeu, si toute possibilité de coopération en est exclue.* Nous ne croyons cependant pas qu'il soit vain, pour Holmes et pour Moriarty, d'analyser la situation comme nous venons de le faire.

Il est intéressant de remarquer qu'au début du jeu, l'espérance de Holmes est

$$\frac{\lambda}{1 + \lambda} < \frac{1}{2};$$

cette espérance est d'autant plus grande que Holmes est plus prudent, mais elle est en tout cas moins favorable que s'il avait une chance sur deux de s'enfuir.

En contrepartie, l'espérance de Moriarty est

$$\frac{\mu}{1+\mu} < \frac{1}{2},$$

ce qui veut dire qu'elle est en tout cas plus favorable que si Moriarty avait une chance sur deux de laisser Holmes s'enfuir.

Holmes est donc désavantagé par les conditions initiales du jeu. [Toutefois, il ne lui serait pas interdit, en principe, d'essayer de retourner la situation par un marchandage habile, dans le cas $\lambda > \mu$, en obtenant que Moriarty lui laisse une espérance voisine de $\frac{\lambda}{1+\mu}$. En revanche, dans le cas $\lambda < \mu$, Holmes ne pourrait obtenir mieux que $\frac{\mu}{1+\mu}$.]

Cependant, si Holmes et Moriarty jouent l'équilibre, ou la prudence, ou une stratégie intermédiaire (ce qui paraît raisonnable en l'absence de coopération), p et q sont certainement supérieurs à $\frac{1}{2}$, ce qui veut dire que le résultat le plus probable est (CD), c'est-à-dire le répit pour Holmes et la déception pour Moriarty. Dans le livre de Conan Doyle, Holmes descendait effectivement à Canterbury, tandis que Moriarty filait à toute vapeur jusqu'à Douvres !

5. Conclusion

Nous avons essayé de présenter la théorie des jeux en reprenant les grandes lignes de la démarche historique par laquelle elle s'est lentement constituée. Nous avons ainsi rencontré différents résultats théoriques, plus ou moins satisfaisants pour l'esprit, plus ou moins directement applicables à l'objet multiforme de notre réflexion — la décision et l'action humaines —, objet que nous nous sommes cependant efforcés de ne pas perdre de vue. Mais nous ne saurions prétendre que cet exposé soit complet, même sur l'essentiel. Tout au plus voulions-nous indiquer les thèmes principaux des recherches entreprises.

Le lecteur aura peut-être été déçu de ne pas trouver dans cet article l'exposé bien ordonné d'une théorie achevée. Le caractère fragmentaire des résultats évoqués, les questions laissées en suspens, les difficultés rencontrées dès que la situation analysée n'entre pas dans le cadre rigide du duel, lui auront peut être donné l'impression que la théorie des jeux n'est pas à la hauteur de ses ambitions.

Peut-être y aurait-il plutôt lieu d'admirer qu'elle ait réussi à maintenir ces ambitions sans en être écrasée, que l'unité à laquelle elle prétend ne lui soit pas contestée, que ses succès dans l'étude de certaines actions collectives aient suffi pour faire admettre la fécondité d'une collaboration si étendue entre les mathématiques et les sciences humaines, que la théorie du duel, enfin, ait pu analyser de façon si profonde et si complète l'affrontement de deux volontés.

Il n'est pas question, cependant, de dissimuler qu'il reste beaucoup à faire, particulièrement en ce qui concerne la coopération et les alliances, où les résultats obtenus sont déjà très prometteurs. Mais si, dans ce jeu contre la Nature, la partie n'est jamais achevée, il ne paraît pas téméraire de miser sur l'habileté de ceux qui s'y exercent. Peut-être aussi n'est-il pas si naïf de s'intéresser à leur jeu ; peut-être même ne perdrait-on pas son temps en coopérant à cette action collective, si l'on en a le goût et les moyens, car il semble qu'ici les intérêts particuliers puissent s'accorder, et se fondre dans un intérêt général.

MESURES SUR L'EFFET DOPPLER-FIZEAU DES SATELLITES ARTIFICIELS

PAR

G. BOUDOURIS, J. BOURNAZEL et E. VASSY

Faculté des Sciences de Paris

Laboratoire de Physique de l'Atmosphère (1)

1. Introduction

Depuis le lancement du premier satellite artificiel le 4 octobre 1957, un nouveau domaine est ouvert auquel se rapporte une littérature déjà assez vaste. Nous avons cru utile d'en reviser brièvement la partie qui, d'une façon directe ou indirecte, s'occupe de l'effet Doppler ([1] à [30]).

Les mesures de l'effet Doppler se montrent en effet précieuses à plusieurs points de vue. Elles constituent tout d'abord un des moyens pour suivre le satellite lors de son lancement et de sa mise sur orbite. La mise à feu successive des étages de la fusée porteuse peut, notamment, être aisément contrôlée par l'effet que les accélérations brusques correspondantes ont sur la dérive Doppler [4 *b*].

Les courbes Doppler servent ensuite à la détermination de l'orbite du satellite. Les deux premiers spoutniks soviétiques ont été suivis presque exclusivement par ce moyen [1]. Les dispositifs expérimentaux que l'on utilise pour ce genre de mesures sont assez variés [4], [8], [21], [22], [26], [27]. L'interprétation des résultats et l'analyse qui aboutit à la détermination de divers paramètres de l'orbite font, en outre, l'objet principal d'autres publications [6], [7], [9], [11], [12], [13], [20], [23], [24]. La précision sur la vitesse du satellite, déterminée par des mesures Doppler, semble pouvoir être de l'ordre de 1/10 000 [15].

Un autre domaine où les mesures de l'effet Doppler fournissent une base expérimentale très intéressante, est celui de l'étude de l'ionosphère. Les discontinuités et autres anomalies qui apparaissent souvent sur les courbes Doppler ont fait l'objet de certains travaux [16], [19]. La discussion sur la relation entre la dérive Doppler et l'angle d'incidence du rayon radioélectrique ainsi que sur l'influence du champ géomagnétique, est amorcée [14], [29]. Quelques premiers résultats de recherches sur la distribution de la densité électronique dans l'ionosphère sont parus [2], [20], [28]. La question est, enfin, généralisée pour envisager les nouvelles perspectives et établir un programme efficace pour le travail à venir [3], [17].

Cet exposé sommaire a été volontairement limité aux questions les plus importantes. Il y a encore d'autres problèmes pour lesquels les mesures Doppler peuvent apporter une contribution, celui du contrôle de la durée de vie des satellites, par exemple [10], [18].

L'intérêt des mesures Doppler étant mis en évidence, nous terminerons cette introduction en rappelant les formules de base que l'on utilise couramment pour leur interprétation et sur lesquelles nous reviendrons lors de la discussion des résultats.

La relation fondamentale s'écrit :

$$\Delta f = \frac{v_r f_o}{c} \cos \gamma \qquad (1)$$

f_o étant la fréquence d'émission du satellite,

$\Delta f = f - f_0$ la dérive de fréquence,

f la fréquence reçue,

v_r la vitesse du satellite par rapport à la station d'observation,

c la vitesse de propagation des ondes radioélectriques,

γ l'angle que fait la trajectoire du satellite avec la trajectoire de l'onde reçue (fig. 1).

Dans cette relation, cos γ peut s'exprimer par l'équation :

$$\cos \gamma = \frac{-v_r (t - t_d)}{\sqrt{v_r^2 (t - t_d)^2 + d^2}} \qquad (2)$$

où l'on a désigné par d la distance minima du satellite et par t_d le temps correspondant.

(1) Ce travail a été effectué grâce à l'Electronics Research Directorate of the Air Force Cambridge Research Center, Air Research and Development Command, Contrat AF 61 (052) — 155.

Partant de l'équation (1), on peut arriver, par le moyen d'un calcul assez simple [15], [25], au système des deux équations :

$$v_r = \frac{(\Delta f)_{max}}{2} \frac{c}{f_o} \qquad (3)$$

$$d = \frac{v_r f_o}{c S_{max}} \qquad (4)$$

$(\Delta f)_{max}$ étant la dérive totale (fig. 1) et S_{max} la pente maxima de la courbe Doppler à son point d'inflexion t_d.

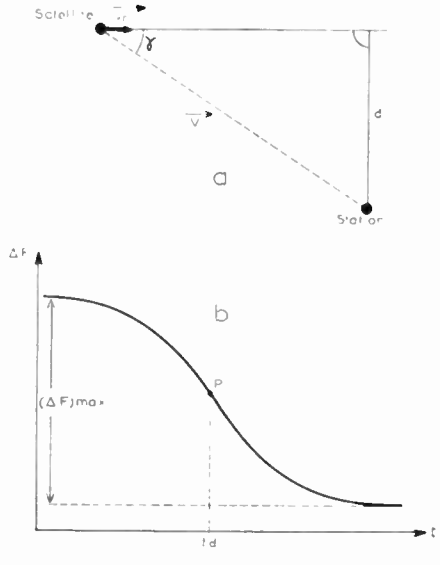


FIG. 1

a) Grandeurs géométriques.

b) Forme d'une courbe Doppler.

Le tracé d'une courbe Doppler complète permet donc la détermination de la vitesse du satellite et de sa distance minima par rapport à la station d'observation. L'orbite se détermine complètement si l'on dispose des données provenant de plusieurs stations. Une méthode pour résoudre automatiquement le système des deux équations ci-dessus, a été proposée [30].

2. Le dispositif expérimental

Le schéma d'ensemble du dispositif expérimental utilisé est indiqué sur la figure 2. Le dispositif peut fonctionner pour la réception des émissions aussi bien des satellites soviétiques (20 et 40 MHz) que des satellites américains (108 MHz).

Les signaux sur 20 et 40 MHz sont reçus sur une antenne constituée d'un simple dipôle $\lambda/2$ accordable. Pour passer d'une de ces fréquences à l'autre, il suffit d'enlever une section de chacune des deux branches télescopiques du dipôle. La descente s'effectue par un câble coaxial H.F. de 75 Ω sans qu'il y ait besoin d'un dispositif d'adaptation. L'expérience a montré qu'une telle antenne dipôle réalise un bon compromis entre le gain d'antenne et la tolérance en directivité. L'orientation de l'antenne dans le sens horizontal et vertical s'obtient par un système manuel. Pour les signaux sur 108 MHz nous avons préféré une antenne orientable de type Yagi à 3 éléments accordables, l'élément central étant constitué par un dipôle replié $\lambda/2$. Un double convertisseur-préamplificateur 40/14,4, et 108/14,4 MHz est installé au voisinage immédiat des antennes pour limiter les pertes de transmission dans le coaxial et ramener la fréquence porteuse dans la bande de fonctionnement du récepteur (1 à 40 MHz).

Le récepteur doit disposer d'une stabilité excellente et d'une bonne sensibilité associée avec un niveau de bruit de fond le plus bas possible. Après avoir essayé les récepteurs A.M.E. type 7.G.1 480.B et type 7.G.1 580.MA, qui ont donné toutefois des résultats assez bons, nous avons utilisé finalement le récepteur Collins type R-390 A/URR dont les performances sont supérieures. Le cadran d'accord du récepteur est étalonné avant chaque écoute, à l'aide des harmoniques d'un petit émetteur local à cristal piézoélectrique vibrant sur 100 kHz (fig. 2). Une bande passante assez étroite (de l'ordre de 2 000 Hz par exemple, sinon inférieure) doit être choisie pour l'écoute afin de réduire l'effet du bruit de fond.

Après deux changements de fréquence et un changement par battements (B.F.O.) dans le récepteur, on prélève à sa sortie un signal B.F. dont la fréquence dérive suivant l'effet Doppler. Le reste de l'appareillage est destiné à la mesure de la fréquence de ce signal en fonction du temps.

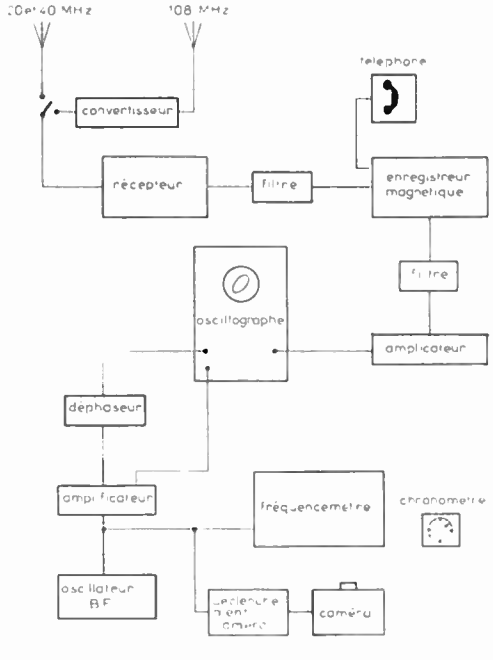


FIG. 2. — Schéma d'ensemble du dispositif expérimental utilisé.

Parmi les diverses méthodes que l'on peut utiliser dans ce but, nous en avons choisi et mis au point une dont le principe est le suivant :

Le signal B.F. est d'abord enregistré sur la bande d'un magnétophone. Sa fréquence est ensuite mesurée d'une façon indirecte, par comparaison avec un oscillateur B.F. indépendant. Une mesure directe se heurterait à des difficultés sérieuses, étant donné que le rapport signal/bruit est généralement faible. La lutte contre le bruit de fond constitue d'ailleurs la préoccupation principale dans ces mesures. Aussi, la fréquence à mesurer est comparée à celle d'un oscillateur de référence B.F. par le moyen d'une figure de Lissajous qui apparaît sur l'écran d'un oscilloscope. Lorsque la fréquence à mesurer devient égale ou égale à un sous-multiple connu de celle de l'oscillateur B.F., la fréquence de ce dernier est mesurée à l'aide d'un fréquencemètre (Fig. 2). En réalité, nous sommes amenés par l'expérience à chercher à régler l'oscillateur de référence pour obtenir par moments l'égalité des deux fréquences (figure de Lissajous constituée par un seul segment d'ellipse), ou bien à faire en sorte que la fréquence de référence soit la moitié de celle à mesurer (figure de Lissajous à deux segments). La lecture sur l'écran de l'oscilloscope devient alors plus aisée et la figure de Lissajous se brouille plus difficilement par le bruit de fond.

On peut évidemment imaginer d'autres variantes de ce même principe de mesure. Nous avons cependant trouvé que la méthode de lecture que nous venons d'exposer est la mieux adaptée à ce cas. L'utilisation, par exemple, d'une fréquence de référence fixe et très basse (disons de 50 Hz) conduirait à une figure de Lissajous compliquée, la fréquence à mesurer étant de l'ordre de 1 000 Hz, et cette figure serait facilement brouillée par le bruit de fond. Nous devons toutefois signaler que, malgré les avantages de la méthode exposée, un bon entraînement de l'opérateur est nécessaire.

Une amélioration, dans le but de limiter l'effet du bruit de fond, a été obtenue par l'utilisation des filtres bande passante disposant de plusieurs sous-bandes étroites (larges d'une à deux centaines de Hz) et interposés entre le récepteur et l'enregistreur magnétique d'une part, ce dernier et l'oscillographe d'autre part. La sous-bande qui, chaque fois, correspond à la fréquence du signal enregistré ou lu, est sélectionnée par le jeu d'un commutateur. Il se montre, en outre, avantageux que l'enregistrement se fasse en utilisant la vitesse élevée de déroulement du magnétophone, la lecture étant effectuée à la vitesse moitié. L'utilisation, enfin, d'un fréquencemètre à affichage direct (type Rochard) de précision élevée (± 1 Hz), évite les erreurs d'une lecture qui s'effectuerait directement sur le cadran de l'oscillateur de référence, dont la fréquence peut d'ailleurs être affectée d'un glissement quelconque.

La mesure de la fréquence étant ainsi assurée, le temps correspondant est simultanément mesuré de la façon suivante :

L'enregistreur magnétique est choisi pour qu'il dispose de deux pistes indépendantes. L'une d'elles est utilisée pour l'enregistrement du signal B.F. qui sort du récepteur. Sur l'autre, on enregistre les signaux de temps soit à partir de la ligne téléphonique (horloge parlante), soit à partir des émissions des stations repères (W W V) que l'on reçoit sur un second récepteur. Les signaux de temps peuvent d'ailleurs n'être enregistrés qu'un peu avant le début du passage du satellite et un peu après, étant donné que l'on peut limiter leur utilisation à la synchronisation d'un chronomètre qui sert ensuite pour la mesure du temps.

Le travail de l'opérateur se trouve finalement facilité par l'utilisation d'un dispositif photographique. Chaque fois que l'opérateur obtient, en suivant la figure de Lissajous, une figure stable, il déclenche le fréquencemètre et par ce même geste il actionne automatiquement, après un retard de l'ordre de la seconde pour que le fréquencemètre ait le temps d'effectuer le comptage, une caméra qui photographie simultanément le cadran d'affichage du fréquencemètre et le chronomètre.

La méthode exposée présente les avantages suivants :

— Appareillage relativement simple ;

— Mesures possibles avec n'importe quelle forme de signal émis par le satellite (signaux continus ou en Morse) ; l'intervention de l'écran de l'oscilloscope, sur lequel la figure de Lissajous apparaît, joue le rôle d'intégrateur dans le cas des signaux Morse ;

— Expérimentation possible même avec un rapport signal/bruit voisin de l'unité ;

— Précision satisfaisante (de l'ordre de ± 1 à 2 Hz sur la fréquence, de ± 1 s sur le temps).

Le point faible est surtout le fait qu'un certain effort est exigé de la part de l'opérateur.

La photographie de la Fig. 3 montre l'ensemble du dispositif tel qu'il est réalisé à la Station Scientifique du Val Joyeux près de Paris (48° 49′ Lat. N — 2° 01′ long. E).

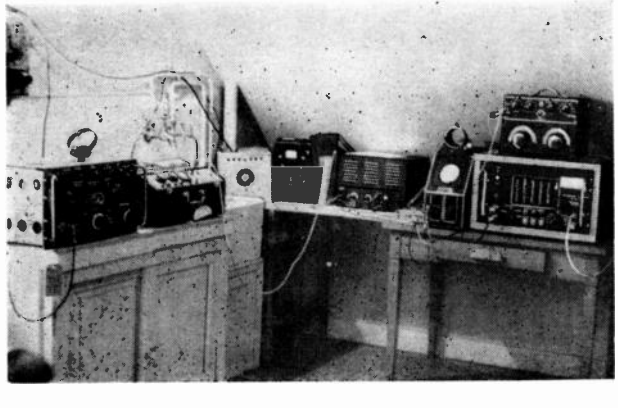


FIG. 3. — Photographie d'ensemble du dispositif expérimental.

3. Résultats et discussion

Nous donnons, à titre d'exemple, deux courbes Doppler, obtenues à l'aide de la méthode expérimentale que nous venons d'exposer (fig 4 et 5). Ces courbes concernent le Spoutnik III (1958 δ2) qui émet sur la fréquence f_o = 20,005 MHz (passage au voisinage de Paris le 12 mai et le 2 août 1959). Elles représentent des résultats de mesures, non parmi les meilleurs que nous avons obtenus. La fig. 4 montre une courbe d'aspect assez régulier, alors que la courbe de la fig 5 a été choisie pour mettre en évidence les irrégularités dues à l'intervention de l'ionosphère (parfois beaucoup plus prononcées).

Les points mesurés présentent une certaine dispersion, bien que la fréquence et le temps se mesurent point par point, isolément avec une précision élevée (± 1 Hz pour la fréquence, une fraction de seconde pour le temps). Ceci est dû principalement à la difficulté d'apprécier les instants exacts où la figure de Lissajous se stabilise sur l'écran de l'oscilloscope. Puisque pourtant on peut augmenter considérablement le nombre des points en faisant plusieurs lectures (3 ou 4 par exemple) à partir de l'enregistrement du même passage, la précision finale s'améliore et devient satisfaisante.

Or, pour déduire des mesures Doppler des renseignements sur l'orbite du satellite, les courbes Doppler doivent être utilisées pour la détermination de certains paramètres (§ 1). Nous sommes notamment intéressés par la détermination du temps t_d qui correspond à la distance minimum du satellite et la pente maxima S_{max} de la dérive de fréquence.

Le moyen le plus simple pour y arriver consiste évidemment à déduire graphiquement ces grandeurs de la courbe Doppler. Etant donné que la partie centrale presque rectiligne de la courbe Doppler est assez étendue, l'application de ce procédé graphique risque de détruire la précision que l'on s'est efforcé d'obtenir sur le tracé de la courbe. Une question de dépouillement plus précis se pose donc. C'est pourquoi nous avons mis au point une méthode analytique qui consiste à assimiler la partie centrale de la courbe Doppler à une courbe du 3e degré :

$$y = ax^3 + bx^2 + cx + d$$

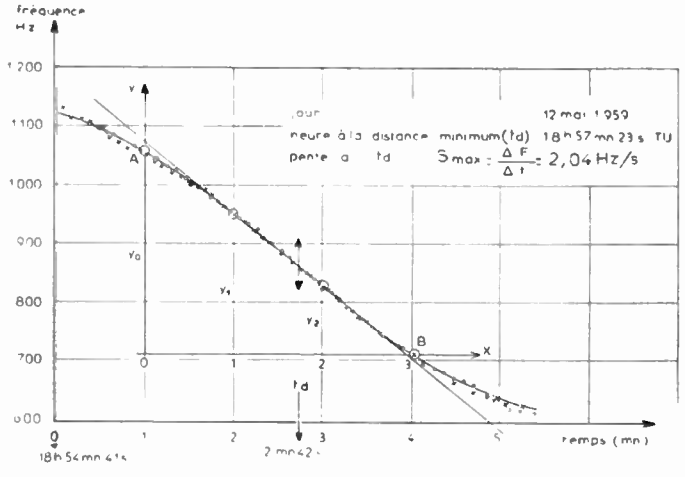


FIG. 4. — Courbe d'effet Doppler du Spoutnik III (1958, Delta 2)
Jour : 12 mai 1959
Heure à la distance minimum (t_d) : 18 h 57 mn 23 s TV.
Pente à t_d : $S_{max} = \frac{\Delta F}{\Delta t}$ = 2,04 Hz/s.

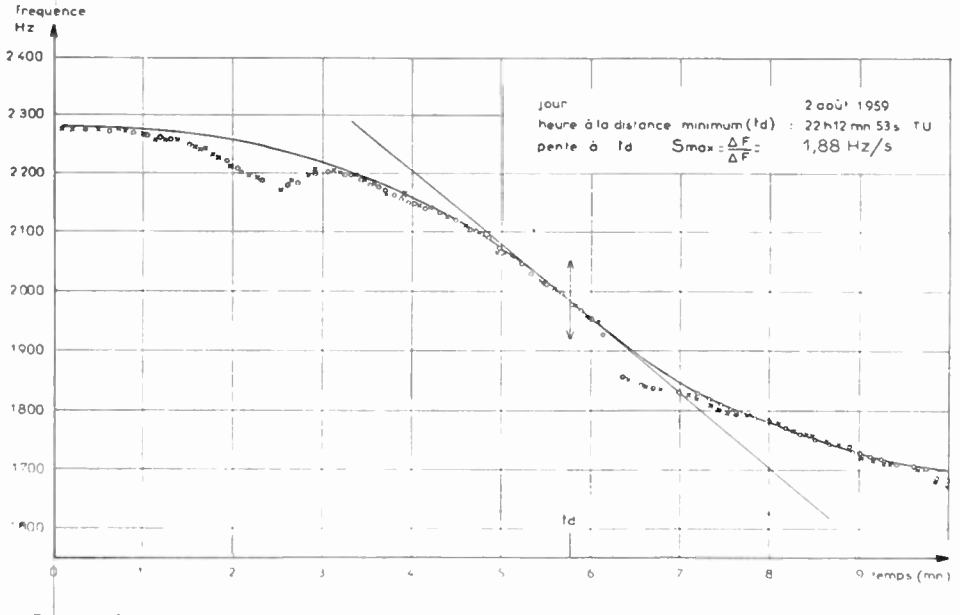


FIG. 5. — Courbe d'effet Doppler du Spoutnik III (1958, Delta 2).
Jour : 2 août 1959
Heure à la distance minimum (t_d) : 22 h 12 mn 53 s TU
Pente à t_d $S_{max} = \frac{\Delta F}{\Delta t}$ = 1,88 Hz/s

dont on détermine les coefficients d'après la courbe. De cette relation, on tire :

$$t_d = x\,(y'' = 0) = -\frac{b}{3a}$$

et

$$S_{max} = y'_{max} = -\frac{b^2}{3a} + c$$

La méthode utilisée semble donner, en conclusion, une précision en ce qui concerne le dépouillement, de ± 1 seconde sur le temps et de 0,5 % sur la pente maxima. Ceci suppose que la courbe Doppler est déterminée elle-même avec une précision comparable, ce qui est le plus souvent le cas lorsqu'on utilise le dispositif expérimental que nous avons décrit et quand le signal du satellite n'est pas trop noyé dans le bruit de fond. On arrive ainsi à assurer pour les résultats finaux la précision que l'on demande en général pour ce genre de mesures et ceci sans faire appel à un appareillage et à une méthode de calcul compliqués.

Nous calculons, enfin, à titre d'exemple, la vitesse et la distance minima d'approche du satellite dans le cas de la fig 4. En introduisant les valeurs $(\Delta f)_{max} = 550$ Hz et $S_{max} = 2{,}08$ Hz/s dans les équations (3) et (4), on trouve $v_r = 4{,}125$ km/s et $d = 545{,}4$ km.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ALLAN A.H. et DRUMMOND J.E. — Doppler measurements on soviet satellites. *N.Z. J. Sci. Tech.*, 1, june 1958, pp. 143-153.

[2] AL'PERT Ya. L., DOBRYAKOVA F.F., CHUDESENKO E.F. et SHAPIRO B.S. — On the results of the electron-concentration determinations in the external region of the ionosphere made on the basis radio signals from the first Sputnik *Dokl. Akad. Nank SSSR*, 120. 1 june 1958, pp. 743-746.

[3] BERNING W.W. — Earth satellite observations of the ionosphere. *Proc. I. R. E.* 47, febr. 1959, pp. 280-288.

[4] *a)* BERNSTEIN M., GOUGOULIS G.H., LAYDEN O.P., SCOTT W.T. et TANZMAN H.D. — Satellite Doppler measurements. *Proc. I.R.E.*, 46, apr. 1958, pp. 782-783.

b) TANZMAN H.D., MACLEOD G.A. et SCOTT W.T. — Doppler Satellites measurements. *Proc. I.R.E.*, 47, jan. 1959, pp. 75-76.

[5] BROWN R.R., GREEN P.E. Jr, HOWLAND B., LERNER R.M., MANASSE R. et PETTENGILL G. — Radio observations of the russian earth satellite. *Proc. I.R.E.*, 45, nov. 1957, pp. 1552-1553.

[6] *a)* CARRARA N., CHECCACCI P.F. et RONCHI L. — Determination of the orbit on an artificial satellite. *Proc. I.R.E.*, 47, jan. 1959, p. 75.

b) The determination of the trajectory of artificial satellites. *Ricerca Sci.*, 28, july 1958, pp. 1341-1355.

[7] CASSIDY G.J.A. — Radio Doppler measurements on the russian satellites at the National Standards Laboratory. *Proc. I.R.E.* (Australia), 19, n° 3, march 1958, pp. 105-109.

[8] *a)* CHECCACCI P.F., RUSSO V. et CARRARA C. — Interception of radio signals transmitted by the satellite Sputnik I *Ricerca Sci.*, 27, nov. 1957, pp. 3252-3260.

b) Further radio observations on artificial satellites. *Ricerca Sci.*, 28, sept. 1958, pp. 1817-1831.

[9] Russians find orbit with Doppler. *Electronics* (Bus. Ed.), 31, 2 may 1958, pp. 21-27.

[10] *a)* FEJER J.A. — Lifetime of an artificial russian satellite. *Nature* (London), 180, 21 déc. 1957, p. 1413.

b) Radio observations of the first russian artificial earth satellite. *Trans. S. Afr. I.E.E.*, 48, part 12, dec. 1957, pp. 363-369.

[11] GUIER W.H. et WEIFFENBACH. — Theoretical analysis of Doppler radio signals from earth satellites. *Nature* (London), 181, 31 may 1958, pp. 1525-1526.

[12] HAMPTON D.E. — Analysis of Doppler data from earth satellites. *Proc. I.R.E.*, 105, pt. B, march 1958, pp. 99-100.

[13] *a)* Sputniks Doppler shift measured and recorded with hp counter and digital recorder. *Hewlett-Packard J.*, suppl. vol. 9, jan. febr. 1957, pp. 1-2.

b) How Doppler shift records provide satellite range and height data. *Hewlett-Packard J.*, 9, nov., déc. 1957, pp. 5-6.

[14] HIBBERD F.H. — The effect of the ionosphere on the Doppler shift of radio signals from an artificial satellite. *J. Atmos. Ter. Phys.*, 12 july 1958, pp. 338-340.

[15] KHAIKIN S. — Exact determination of the velocity of an artificial satellite. *Radio* (Moscow), déc. 1957, pp. 5-7.

[16] KITCHEN F.A. and JOY R.R. — Some effects of the fine structure of the ionosphere on transmission received from the russian earth satellite 1958 δ. *Nature* (London), 181, 28 june 1958, pp. 1759-1761.

[17] KRASSOVSKY V.I. — Exploration of the upper atmosphere with the help of the third soviet sputnik. *Proc. I.R.E.*, 47, febr. 1959, pp. 289-296.

[18] *a)* LESLIE D.C.M. — Lifetime of an artificial earth satellite. *Nature* (London), 180, 8 febr. 1958, pp. 403-404.

b) SCOTT J.M.C. — Estimating the life of a satellite. *Nature* (London), 180, 28 dec. 1957, pp. 1467-1468.

[19] MIYA K., TAGUCHI Y. et TABUCHI S. — Radio observations of the earth satellite 1957 α. *Rep. Ionosphere Res. Japan*, 12, march 1958. pp. 16-27.

[20] Radio observations of the russian earth satellite. *Nature* (London), 180, 2 nov. 1957, pp. 879-883.

[21] MUNRO G.H. et HEISLER L.H. — Recording radio signals from earth satellites. *Nature* (London), 183, 21 march 1959, pp. 809-810.

[22] OSBORNE J.M. — Ranging the satellite by Doppler-shift observation. *Short Wave Mag.*, 15 nov. 1957, pp. 459-462.

[23] *a)* PETERSON A.M. — Radio and radar tracking of the russian earth satellite. *Proc. I.R.E.*, 45, nov. 1957, pp. 1553-1554.

b) On the tracking of satellites. *Gen. Radio Experimenter*, 32, dec. 1957, pp. 3-6.

[24] Royal Aircraft Establishment Observations on the orbit of the first russian earth satellite. *Nature* (London), 180, 9 nov. 1957, pp. 937-941.

[25] SCHWATZMAN A. et STAHL P.D. — Doppler equation for earth satellite measurements. *Proc. I.R.E.*, 46, may 1958, pp. 915-916.

[26] THOMPSON M.C. Jr et WATERS D.M. — Comparison of phase difference and Doppler shift measurements for studying ionospheric fine structure using earth satellites. *Proc. I.R.E.*, 46, dec. 1958, p. 1960.

[27] VAKHNIN V. — Artificial earth satellites. *Radio* (Moscow), 6, june 1957, pp. 14-17.

[28] VASSY E. — Electronic density beyond maximum F as deduced from satellites transmissions, Ionospheric Res. Committee Meeting (A.G.A.R.D.), 26-28 may 1959, Palais de Chaillot, Paris.

[29] WEEKES K. — On the interpretation of the Doppler effect from senders in an artificial satellite. *J. Atmos. Ter. Phys.*, 12, july 1958, pp. 335-338.

[30] YAFFEE P. — The AN/USQ-11 miss distance measuring system. *Proc. East Coast Conf. on Aeronautical and Navigational Electronics*, Baltimore, Md., 27-28 oct. 1958, pp. 71-80.

LES TEXTES DU C. C. I. R. CONCERNANT LES FAISCEAUX HERTZIENS

PAR

M. THUÉ

Ingénieur des Télécommunications
au Centre National d'Etudes des Télécommunications

Introduction

Le Comité Consultatif International des Radiocommunications (C.C.I.R.) a été créé en 1927, dans le cadre de l'Union Internationale des Télécommunications (1) (U.I.T.), mais au cours de ses premières réunions il n'a pas eu à s'occuper des faisceaux hertziens, qui n'existaient pas encore à cette époque. Au cours de sa Ve Assemblée Plénière (Stockholm 1948) le C.C.I.R., à la demande du Comité Consultatif International Téléphonique (C.C.I.F.), confiait à sa 1re Commission d'Etudes (1re C.E.), la *Question* N° 29 [1], demandant d'élaborer des normes pour les liaisons radiotéléphoniques intercontinentales (variations d'équivalent en fonction de la fréquence et du temps, tension psophométrique maximale). Il s'agissait encore de liaisons radioélectriques de type classique fonctionnant en ondes décamétriques (ou plus longues), mais dès l'année suivante, lors de sa XVe Assemblée Plénière (Paris, 1949) le C.C.I.F. posait au C.C.I.R. une question relative à l'utilisation des faisceaux hertziens dans les circuits téléphoniques internationaux, devenue *Question* N° 41 du C.C.I.R. [1, 2].

Au cours de la VIe Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Genève 1951) une réponse provisoire était apportée aux Questions N° 29 et N° 41, sous la forme de l'*Avis* N° 40 [2, 3, 4, 5], qui recommande que, « chaque fois que cela est possible, on doit réaliser les communications téléphoniques entre points fixes par des lignes métalliques ou par des faisceaux hertziens employant des fréquences supérieures à 30 MHz environ », et qu'on doit alors se fixer pour objectif d'« atteindre les qualités de transmission recommandées par le C.C.I.F. pour les circuits métalliques internationaux ».

En même temps, le *Programme d'Etudes* N° 28 [2, 3, 4] « Faisceaux hertziens (2) à large bande fonctionnant dans les bandes métrique, décimétrique et centimétrique » chargeait la Commission d'Etudes N° IX (C.E. IX) du C.C.I.R., jusqu'alors chargée des « études techniques générales », d'étudier, en collaboration avec le C.C.I.F., les principales caractéristiques des faisceaux hertziens, du point de vue de la qualité de transmission, de l'influence des conditions de propagation, des conditions d'interconnexion et de la maintenance.

A la VIIe Assemblée Plénière (Londres, 1953) l'état des travaux concernant le Programme d'Etudes N° 28 faisait l'objet du *Rapport* N° 31 [3] et la poursuite des travaux était guidée par la rédaction de nouvelles Questions précisant les principaux problèmes à étudier [3, 4] : caractéristiques d'interconnexion des faisceaux hertziens de téléphonie, soit à multiplexage par répartition dans le temps *(Question* N° 92*)*, soit à multiplexage par répartition en fréquence *(Question* N° 93*)* ; circuit fictif de référence et puissance de bruit admissible dans une voie téléphonique *(Question* N° 97*)* ; méthodes de maintenance *(Question* N° 96*)* ; données sur la propagation *(Question* N° 85*)*, confiée à la C.E. V du C.C.I.R. ; en outre, de nouvelles Questions étaient posées à la C.E. IX du C.C.I.R. concernant l'interconnexion de systèmes multiplex de type différent *(Question* N° 90*)* et la transmission de télévision *(Question* N° 91*)* ; enfin, pour faciliter l'étude de la qualité de transmission sur les faisceaux hertziens, deux Questions étaient posées au C.C.I.F. [3, 4, 5], l'une demandant quelle est la répartition statistique en fonction du temps des amplitudes du signal sur une voie téléphonique

(1) L'Union Internationale des Télécommunications a pris ce nom en 1932, succédant à l'Union Télégraphique Internationale créée en 1865.

(2) Les faisceaux hertziens ont été désignés pendant plusieurs années au C.C.I.R. par l'expression « systèmes de relais radioélectriques » correspondant mot à mot à l'expression anglaise. Depuis la IXe Assemblée Plénière, seul est employé le terme « faisceau hertzien » considéré comme équivalent au terme anglais « radio relay system ».

WRH

(Question N° 111*)* l'autre quel est le pourcentage de temps pendant lequel les caractéristiques de transmission spécifiées sont obtenues sur les lignes métalliques, y compris dans le cas de transmission de signalisation téléphonique ou de télégraphie harmonique *(Question* N° 112*)*, et l'*Avis* N° 128 indiquant les principes d'interconnexion des faisceaux hertziens et des systèmes sur fil.

L'abondance des questions posées nécessita une réunion intérimaire de la C.E. IX du C.C.I.R. (Genève, 1954) au cours de laquelle de nombreux textes furent élaborés, et dont un compte rendu a été publié dans l'*Onde Electrique* [6]. Trois nouvelles Questions avaient été posées à cette réunion, concernant l'interconnexion de faisceaux hertziens de type différent *(Question* N° 113*)*, les tolérances de fréquence pour les émetteurs *(Question* N° 114*)*, les méthodes de calcul pour les distorsions de non-linéarité *(Question* N° 115*)*, auxquelles s'ajouta une question posée au C.C.I.R. par la XVII[e] Assemblée Plénière du C.C.I.F. (Genève, 1954) demandant au C.C.I.R. d'établir la liste des caractéristiques des différents systèmes de faisceaux hertziens existants *(Question* N° 116*)*. Les textes adoptés à Genève furent repris et complétés lors de la VIII[e] Assemblée Plénière (Varsovie, 1956), certains d'entre eux assez profondément modifiés, tel le projet d'Avis concernant la disposition des canaux radioélectriques ; outre les Avis N° 40 et N° 128 maintenus, 22 nouveaux Avis (N° 183 à 204) et 5 nouveaux Rapports (N° 69 à 74) furent approuvés à Varsovie, ainsi que le Vœu N° 29, qui proposait de ne pas poursuivre l'étude de la Question N° 116 [4]. Cependant, les Avis de Varsovie n'apportaient souvent qu'une réponse provisoire aux problèmes posés : seules les Questions N° 90, 113, 114 et 115 avaient pu être closes, respectivement par les Avis N° 183 (devenu N° 304), 204 (devenu N° 306), 148 (devenu N° 233) et le Rapport N° 74 (devenu Rapport N° 129 et complété par le Vœu N° 57) ; la Question N° 91 avait été remplacée par la *Question* N° 146, concernant les faisceaux hertziens de télévision monochrome, deux nouvelles Questions étaient posées, relatives aux voies de service pour les faisceaux hertziens *(Question* N° 147*)* et aux faisceaux hertziens employant la propagation par diffusion troposphérique *(Question* N° 148*)* ; deux nouveaux Programmes d'études attiraient l'attention, dans le cadre de Questions existantes, sur des problèmes particulièrement urgents à résoudre : disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens à 60/120 voies téléphoniques fonctionnant dans la bande des 2 GHz *(P.E.* N° 104*)* et puissance de bruit admissible pendant de très courtes périodes *(P.E.* N° 105*)*. En outre, la XVIII[e] Assemblée Plénière du C.C.I.F. (Genève, 1956) posait au C.C.I.R. une question relative aux interruptions de transmission sur les faisceaux hertziens causées par la commutation sur équipements de secours (devenue *Question* N° 165) [4].

C'est au cours de la VIII[e] Assemblée Plénière du C.C.I.R. que fut modifié le mandat de la C.E. IX, qui ne traite plus depuis lors que des « faisceaux hertziens », les « études techniques générales » non encore terminées étant réparties entre les autres C.E. du C.C.I.R. selon leur compétence.

Le travail restant à accomplir pour la IX[e] Assemblée Plénière étant encore considérable, la C.E. IX tint encore une réunion intérimaire (Genève, 1958) au cours de laquelle furent élaborés ou révisés un très grand nombre de textes ; trois nouveaux Programmes d'Etudes furent adoptés, dans le cadre des Questions à l'étude, concernant la disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens à 60/120 voies téléphoniques dans la bande des 6 GHz (P.E. N° 120) pour les faisceaux hertziens à 1 800 voies téléphoniques dans les bandes des 2,4 et 6 GHz (P.E. N° 121) et pour les faisceaux hertziens employant la propagation par diffusion troposphérique (P.E. N° 122) [4].

Au cours de la IX[e] Assemblée Plénière, qui s'est tenue à Los Angeles en avril 1959, grâce aux textes provenant de la réunion intérimaire, repris pour la plupart sans modification importante, et à de nouveaux textes élaborés pendant l'Assemblée Plénière, des réponses étaient apportées à presque toutes les questions à l'étude, seuls des points de détail restant à résoudre ; d'autre part, si l'on excepte l'Avis N° 40, tous les textes existants concernant les faisceaux hertziens ont été modifiés ou révisés ; l'ensemble forme maintenant une documentation précieuse pour tous ceux qui étudient, fabriquent ou utilisent les faisceaux hertziens : 38 Avis (N° 268 à 306) constituant la section F du Livre d'Avis du C.C.I.R. (Volume I) et 9 Rapports (N° 129 et 137) constituant la section F du volume III, et concernant les questions d'ordre général, ou les points encore insuffisamment étudiés pour qu'ils puissent être sanctionnés par un Avis. Cette documentation est encore susceptible d'évoluer lors des prochaines réunions du C.C.I.R., mais il semble que les modifications ne porteront que sur des points de détail, l'essentiel devant subsister sans changement, car la technique des faisceaux hertziens est maintenant bien stabilisée (sauf en ce qui concerne les faisceaux hertziens « transhorizon », employant la propagation par diffusion troposphérique, pour lesquels le C.C.I.R. n'a encore pas émis d'Avis bien significatif). C'est pourquoi il nous a paru utile de résumer les recommandations du C.C.I.R. actuellement en vigueur au sujet des faisceaux hertziens : pour plus de détails, on se reportera aux « Documents de la IX[e] Assemblée Plénière du C.C.I.R. » en cours de publication par l'U.I.T. [5].

***

1. Interconnexion de systèmes différents

1.1. Procédure générale d'interconnexion

Lorsqu'on doit interconnecter des faisceaux hertziens différents, on doit, à moins qu'on ne convienne d'un arrangement meilleur ou plus pratique, accepter à la réception les caractéristiques de transmission de l'émetteur correspondant *(Avis* N° 306*)*. Cette

TABLEAU I

CARACTÉRISTIQUES DES FAISCEAUX HERTZIENS DE TÉLÉPHONIE A MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE

a	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*g*	*h*	*i*	*j*	*k*	*l*	*m*	*n*	*o*
N	f_{min} – f_{max} kHz	f'_{min} – f'_{max} kHz	*Z* ohms	N_e dB	N_s dB	ΔF kHz	f_r kHz	f_p kHz	Δf_p kHz	f_c inf kHz	f_c sup kHz	f'_c inf kHz	f'_c cent kHz	f'_c sup kHz
24	12 – 108	12 – 108	150 sym	– 45	+ 45	35	135	116 ou 119	20	10	116ou119			
60	12 – 252	12 – 252	150 sym	– 45	+ 1,75	50 100 ou 200		304	25 50 ou 100	10	304			
	60 – 300	60 – 300	75 dis	– 45	– 15		375	331		50	331	70	—	270
120	12 – 552	12 – 552	150 sym	– 45	+ 1,75	50 100 ou 200		303 ou 607	25 50 ou 100	10	607			
	60 – 552	60 – 552	75 dis	– 45	– 15		690			50		70	270	534
300	60 – 1 300	60 – 1 364	75 dis	– 45	– 15	200	1 625	1 499	100	50	1 499	70	534	1 248
	64 – 1 296							7000 ou 8500	140					
600	60 – 2 540 64 – 2 660	60 – 2 792	75 dis	– 45	– 20	200	3 325	3200 ou 8500	140	50	3 200	70	1 248	2 438
960	60 – 4 028	60 – 4 287	75 dis	– 45	– 20	200	5 237	4715 ou 8500	140	50	4 715	70	2 438	3 886
	316 – 4 188									270		534		
1800	312 – 8 204 316 – 8 204	300 – 8 248	75 dis	– 45	– 25	140*	10 255*	9 023	100	270	9 023	534	3 886	8 002

(a) — Nombre de voies téléphoniques
(b) — Limites de la bande occupée par le signal multiplex
(c) — Limites de la bande de base
(d) — Impédance nominale
(e) — Niveau relatif de puissance à l'entrée
(f) — Niveau relatif de puissance à la sortie
} Avis N° 269

(g) — Excursion efficace de fréquence par voie } Avis N° 274

(h) — Fréquence de résonance du réseau de préaccentuation } Avis N° 275

(i) — Fréquence de l'onde pilote de continuité
(j) — Excursion efficace de fréquence de l'onde pilote de continuité
} Avis N° 292

(k) — Fréquence centrale de la voie de mesure inférieure
(l) — Fréquence centrale de la voie de mesure supérieure
} Avis N° 293 et 294

(m) — Fréquence centrale de la voie de mesure inférieure
(n) — Fréquence centrale de la voie de mesure centrale
(o) — Fréquence centrale de la voie de mesure supérieure
} Avis N° 294

* — Valeur provisoire ; sym = symétrique ; dis = dissymétrique

procédure est analogue à celle recommandée par le C.C.I.F. pour les systèmes sur fils.

1.2. Cas des faisceaux hertziens de téléphonie

Les voies téléphoniques peuvent être groupées au moyen d'un multiplexage par répartition en fréquence (multiplex à courants porteurs) ou d'un multiplexage par répartition dans le temps (multiplex à impulsions) ; lorsque, pour des raisons d'exploitation, l'interconnexion avec un système donné doit être faite aux fréquences vocales, on peut utiliser l'un ou l'autre mode de multiplexage ; par contre, dans le cas général, on doit utiliser le même mode de multiplexage que le système existant ; on peut éventuellement utiliser un multiplexage mixte (multiplexage dans le temps de groupes de voies multiplexées en fréquence) ; en général, on donne la préférence au multiplexage par répartition en fréquence (*Avis* N° 304).

2. Caractéristiques dans la bande de base [3]

2.1. Faisceaux hertziens de téléphonie

Les caractéristiques aux fréquences vocales doivent être conformes aux Avis du C.C.I.F. relatifs aux circuits téléphoniques de type moderne :

1° au point de vue de la méthode d'établissement des connexions dans la bande des fréquences vocales ;

2° au point de vue de la méthode de signalisation (*Avis* N° 297 et *Avis* N° 268, paragraphes 1 et 3).

En ce qui concerne les systèmes à multiplexage par répartition dans le temps, le *Rapport* N° 134 indique les caractéristiques qu'il y aurait lieu de spécifier aux fréquences de la bande de base (§ 2) mais aucun accord n'a pu se faire sur ces caractéristiques, l'*Avis* N° 298 recommande d'utiliser la procédure générale d'interconnexion entre deux systèmes différents définie dans l'Avis N° 306, et l'*Avis* N° 299 l'accord entre les administrations intéressées.

Pour les systèmes à multiplexage par répartition en fréquence, les caractéristiques de l'équipement terminal doivent être conformes aux Avis du C.C.I.F. relatifs aux circuits téléphoniques de types modernes (*Avis* n° 268, § 2) ; le *Rapport* N° 131 (§ 2-a) et l'*Avis* N° 269 indiquent les caractéristiques qu'il y a lieu de spécifier aux fréquences de la bande de base, c'est-à-dire :

— le nombre maximal de voies téléphoniques,

— les limites de la bande occupée par les voies téléphoniques,

— les limites de la bande de base, en y incluant les ondes pilotes ou les fréquences qu'il peut y avoir lieu de transmettre en ligne,

— l'impédance nominale au point d'interconnexion,

— les niveaux relatifs de puissance, à l'entrée et à la sortie, au point d'interconnexion.

L'Avis N° 269 donne également les valeurs préférées pour ces caractéristiques, qui sont reproduites dans le tableau I (page 911).

2.2. Faisceaux hertziens de télévision

Les caractéristiques d'interconnexion aux fréquences video sont données dans le paragraphe 2 de l'*Avis* N° 267 établi par la C.M.T.T. [4] et les plus importantes sont rappelées dans l'*Avis* N° 270, à savoir :

— l'impédance nominale au point d'interconnexion : 75 ohms, dissymétrique,

— l'amplitude du signal d'image, à l'entrée et à la sortie : 1 volt crête à crête,

— la limite nominale supérieure de la bande de fréquences video ; cette caractéristique est indiquée dans le tableau II pour les différents systèmes de télévision.

Tableau II

CARACTÉRISTIQUES DES FAISCEAUX HERTZIENS DE TÉLÉVISION MONOCHROME

a	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*
N	*f* max MHz	ΔF MHz	τ µs	x dB	Observations
405	3	8	0,33	50	
525	4	8			
625	5	8	0,33	52	En Europe Occidentale
625	6	8	0,33	57	En Europe Orientale
819	5	8 à 12			En Belgique
819	10	8 à 12	0,166	50	En France

a) Nombre de lignes
b) Limite supérieure de la bande des fréquences vidéo.
c) Excursion de fréquence crête à crête.
d) Constante de temps du réseau de pondération.
e) Rapport signal/bruit pondéré.

(3) La bande de base est la bande occupée par les signaux de téléphonie ou de télévision à transmettre, y compris les ondes pilotes qui accompagnent habituellement ces signaux, mais non compris les ondes pilotes spéciales aux faisceaux hertziens (pilotes de continuité).

(4) C.M.T.T. : Commission Mixte CCIR CCIF pour les Transmissions de Télévision ; cette commission s'est réunie une première fois à Paris en 1957 et une seconde fois à Monte-Carlo en 1958 : voir à ce sujet l'*Onde Electrique*, décembre 1958, page 848.

2.3. Cas de la transmission simultanée de télévision et de téléphonie

Dans le cas de faisceaux hertziens à très large bande, on peut envisager de transmettre simultanément des signaux de télévision et de téléphonie ; les dispositions à adopter dans la bande de base sont indiquées dans l'*Avis* N° 271 : on doit transmettre le signal de télévision dans la partie inférieure de la bande de base (dans la bande indiquée par le tableau II), les signaux de téléphonie dans la partie supérieure de la bande de base : à titre d'exemple, dans le cas de faisceaux hertziens ayant une capacité de 1 800 voies téléphoniques, la figure 1 indique différentes combinaisons possibles, l'étude de ces combinaisons devant être poursuivie en liaison avec le C.C.I.T.T. (5) ; enfin dans le cas où le signal de télévision comporte une sous-porteuse « couleur », on peut être amené à éliminer certains groupes de voies téléphoniques au voisinage du second harmonique de cette sous-porteuse.

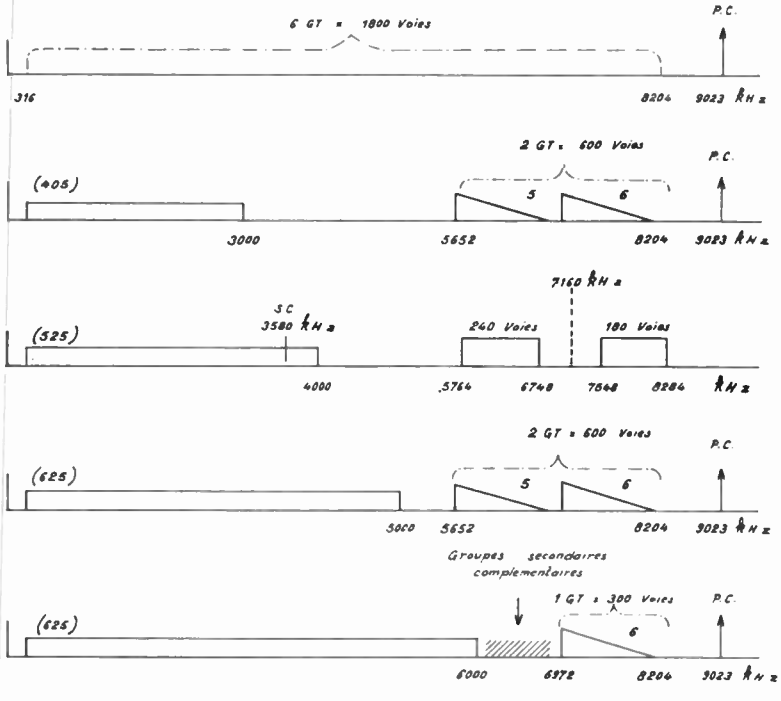


Fig. 1. — Exemples de dispositions possibles dans la bande de base pour des faisceaux hertziens transmettant simultanément de la télévision et de la téléphonie sur la même porteuse radioélectrique.

Les chiffres des groupes tertiaires figurant sur les graphiques sont ceux proposés par le C.C.I.T.T.

GT : Groupe tertiaire de 300 voies téléphoniques.

PC : Pilote de continuité (voir l'Avis n° 292).

SC : Sous-porteuse couleur.

– – – : second harmonique de *SC*.

2.4. Cas de la transmission de voies de modulation sonore

Dans le cas où l'on désire transmettre la modulation sonore accompagnant un signal de télévision sur la même porteuse que ce signal, l'*Avis* N° 272 indique que la qualité de transmission de cette voie doit être conforme aux Avis du C.C.I.T.T. pour les circuits internationaux de transmission radiophoniques, et donne les caractéristiques de transmission suivantes :

— fréquence de la sous-porteuse : 7,5 MHz (sauf pour le système français à 819 lignes, où la sous-porteuse est à 10 MHz, la bande des fréquences vidéo étant réduite à 8,5 MHz) ;

— excursion produite par la sous-porteuse non modulée : 300 kHz efficace ;

— caractéristiques de modulation de la sous-porteuse : excursion nominale : 140 kHz efficace ; limite de la bande de fréquences : 30 Hz à 10 kHz (éventuellement 15 kHz) ;

— niveau nominal d'entrée BF : 9 dBm ;

— impédance d'entrée BF : 600 ohms, symétrique ;

— l'emploi de la préaccentuation reste à l'étude.

Le programme d'Etudes N° 159 *(IX)* propose d'étudier la transmission de 6 voies de modulation sonore, soit en plus d'un signal de télévision, soit à la place d'un signal de télévision.

2.5. Cas de la transmission alternée de télévision et de téléphonie

Le *Rapport* N° 133 indique dans quelles circonstances il peut être avantageux d'utiliser un même canal pour la transmission alternée de télévision et de téléphonie, et quelles sont alors les précautions à prendre.

3. Caractéristiques à la fréquence intermédiaire

L'*Avis* N° 273 donne les caractéristiques des circuits à fréquence intermédiaire :

(5) C.C.I.T.T. : Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique, organisme né en janvier 1957 de la fusion du C.C.I.T. et du C.C.I.F.

La fréquence centrale doit être égale à 35 MHz pour les fréquences radioélectriques inférieures à 1 000 MHz et à 70 MHz pour les fréquences radioélectriques comprises entre 1 000 et 8 500 MHz (cette valeur 70 MHz peut aussi être utilisée pour les fréquences radioélectriques inférieures à 1 000 MHz dans le cas de faisceaux hertziens à grande capacité, de télévision par exemple).

Les autres caractéristiques au point d'interconnexion sont :

tension d'entrée :	0,3 volt (efficace)
tension de sortie :	0,5 volt (efficace)
impédance :	75 ohms (dissymétrique).

On attire l'attention sur l'intérêt qu'il y a à réduire les désadaptations d'impédance au point d'interconnexion.

4. Excursion de fréquence et préaccentuation

Ces caractéristiques concernent à la fois les circuits à fréquence intermédiaire et les circuits aux fréquences radioélectriques.

4.1. Faisceaux hertziens de téléphonie a multiplexage par répartition en fréquence

L'*Avis* N° 274 indique, en fonction du nombre de voies, les valeurs de l'excursion de fréquence efficace par voie, c'est-à-dire pour un signal de référence (1 mW à 800 Hz en un point relatif zéro) dans une voie téléphonique ; ces valeurs sont reproduites dans le tableau I.

Le même Avis précise que, si l'on utilise la préaccentuation, on doit conserver la même valeur efficace de l'excursion de fréquence globale du signal multiplex.

L'*Avis* N° 275 indique qu'on doit utiliser, pour les différentes capacités, la même caractéristique réduite de préaccentuation, obtenue avec un réseau dont l'affaiblissement est donné par la formule :

$$20 \log \frac{e}{v} = 10 \log \left[1 + \frac{6{,}90}{1 + \frac{5{,}25}{\frac{f_r}{f} - \frac{f^2}{f_r}}} \right]$$

dans laquelle la fréquence de résonance du réseau f_r est égale à 1,25 fois la fréquence la plus élevée f_{max} de la bande occupée par le signal multiplex. Les valeurs de f_r sont données, en fonction du nombre de voies, par le tableau I. La figure 2 donne la caractéristique réduite de préaccentuation, et la figure 3 le schéma des réseaux fondamentaux de préaccentuation et de désaccentuation, avec la tolérance sur les éléments.

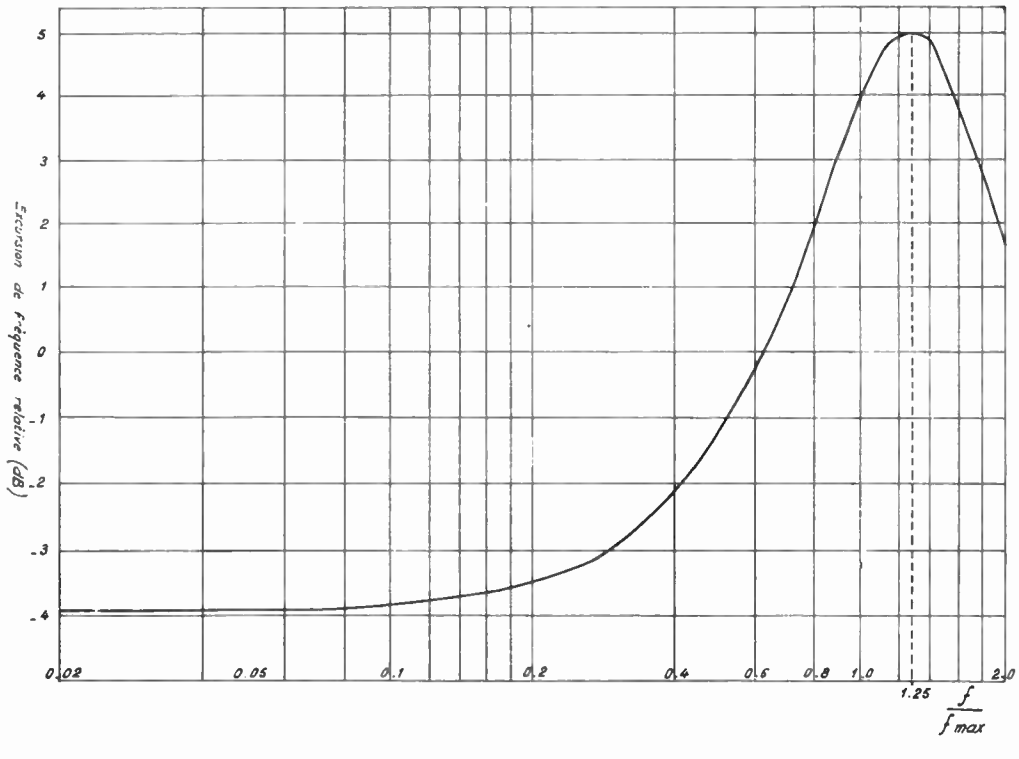


Fig. 2. — Caractéristique de préaccentuation pour la téléphonie.

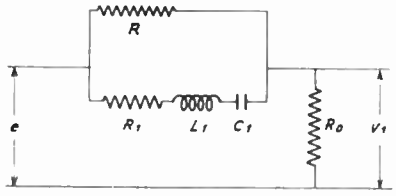


FIG. 3a. — Réseau fondamental de préaccentuation :

$R = 1{,}81\ R_o$

$R_1 < 0{,}01\ R_o$ à la fréquence f_r

$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 0{,}79\ R_o$

$f_r = 1{,}25\ f_{max} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$

Tolérances sur les éléments : Résistances ± 1 % ; capacités ± 0,5 % ; f_r = ± 0,5 % (L résonnant avec C).

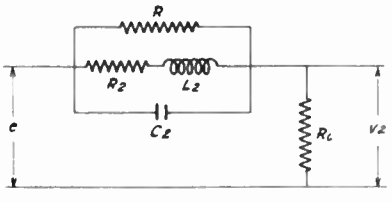


FIG. 3b. — Réseau fondamental de désaccentuation :

$R = 1{,}81\ R_o$

$R_2 < 0{,}02\ R_o$ à f_r

$\sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = 1{,}47\ R_o$

$f_r = 1{,}25\ f_{max} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_2 C_2}}$

Tolérances sur les éléments : Résistances ± 1 % ; capacités ± 0,5 % ; f_r = ± 0,5 % (L résonnant avec C).

4.2. FAISCEAUX HERTZIENS DE TÉLÉVISION

L'*Avis* N° 276 indique les valeurs crête à crête de l'excursion de fréquence sans préaccentuation (ces valeurs sont reproduites dans le tableau II), précise qu'avec préaccentuation l'excursion de fréquence crête à crête maximale ne devrait pas dépasser les valeurs ci-dessus, et attire l'attention sur la nécessité d'un accord concernant le sens de modulation au point d'interconnexion.

L'*Avis* N° 277 indique les caractéristiques de préaccentuation pour la télévision (reproduites sur la figure 4) et les réseaux de préaccentuation correspondants (reproduits sur la figure 5).

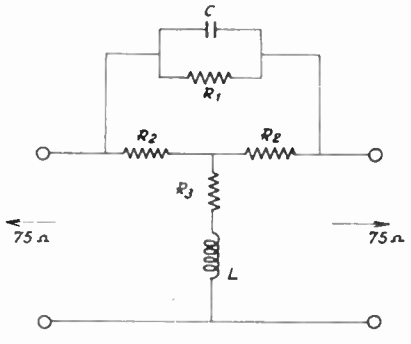


FIG. 5. — Réseau de préaccentuation pour la télévision :

Courbe	(a)	(b)	(c)	(d)
Lignes	405	625	525	819
L_1 µH	22,25	9,54	15	3,313
C_1 pF	3 950	1 695	3 085	589
R_1 Ω	300	300	∞	121,3
R_2 Ω	75	75	48,7	75
R_3 Ω	18,75	18,75	33,2	46,38

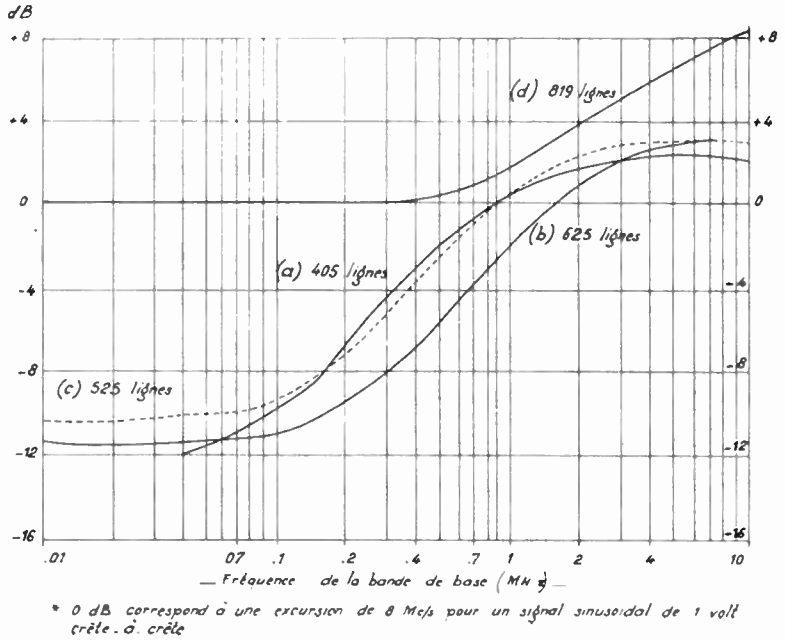


FIG. 4.
Caractéristique de préaccentuation pour la télévision.

5. Caractéristiques aux fréquences radioélectriques

Ces caractéristiques concernent essentiellement la disposition des fréquences radioélectriques c'est-à-dire les plans de fréquence.

On trouve aussi les valeurs recommandées pour les tolérances de fréquence des émetteurs du service fixe dans l'*Avis* N° 233 préparé par la C.E.I., à savoir, en millionièmes :

de 27,5 à 100 MHz :

50 si $P \leqslant 200$ W ; 30 si $P > 200$ W

de 100 à 470 MHz :

50 si $P \leqslant 50$ W ; 200 si $P > 50$ W

de 470 à 10 500 MHz :

300 si $P \leqslant 100$ W (500 pour certains émetteurs multiplex à répartition dans le temps ;

100 si $P > 100$ W (300 pour les émissions dont la largeur de bande est supérieure à 3 MHz)

au-dessus de 10 500 MHz : 500.

5.1. Faisceaux hertziens a grande capacité (300 à 1 800 voies téléphoniques, ou télévision, ou télévision et téléphonie)

L'*Avis* N° 278 donne le plan de fréquence à utiliser pour les faisceaux hertziens ayant une capacité de 600 à 1 800 voies téléphoniques ou leur équivalent (c'est-à-dire les faisceaux hertziens de même largeur de bande transmettant soit de la télévision, soit de la télévision et de la téléphonie) lorsqu'ils fonctionnent dans la bande 1 700-2 300 MHz ou dans la bande 3 800-4 200 MHz ; les fréquences centrales des canaux sont, en MHz :

$$\begin{cases} f_n = f_o - 208 + 29\ n, \\ f'_n = f_o + 5 + 29\ n \end{cases} \qquad (n \text{ de } 1 \text{ à } 6)$$

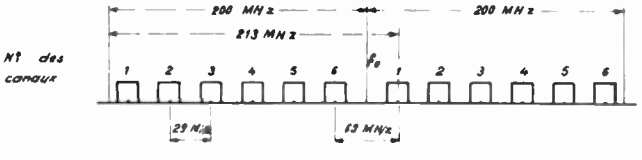


Fig. 6. — Disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens ayant une capacité de 600 à 1 800 voies téléphoniques, ou leur équivalent, fonctionnant dans les bandes des 2 000 et 4 000 MHz.

Cette disposition des canaux illustrée sur la figure 6 occupe une bande de 400 MHz environ ; il est recommandé d'utiliser pour f_o les fréquences suivantes :

1 903 MHz dans la bande 1 700-2 100 MHz,

2 101 MHz dans la bande 1 900-2 300 MHz,

4 003 MHz dans la bande 3 800-4 200 MHz.

Si l'on a besoin de canaux additionnels intercalés, on peut choisir $f'_o = f_o - 14{,}5$ MHz ; il est recommandé d'utiliser des polarisations croisées pour les canaux adjacents, c'est-à-dire de transmettre les canaux de rang impair avec une polarisation, et les canaux de rang pair avec la polarisation croisée, l'émission et la réception d'un même canal utilisant la même polarisation. En outre, on mentionne la possibilité d'utiliser, dans les régions 2 et 3, le plan de fréquences du système TD2 de l'American Telephone and Telegraph Company [7].

L'*Avis* N° 279 indique qu'on peut utiliser dans les mêmes bandes de fréquences et avec les mêmes valeurs de f_o, le même plan de fréquences pour des faisceaux hertziens ayant une capacité de 300 voies téléphoniques, les six canaux étant transmis sur une même polarisation, avec la possibilité d'utiliser la polarisation croisée pour transmettre six canaux additionnels intercalés ($f'_o = f_o - 14{,}5$ MHz).

L'*Avis* N° 280 recommande, pour les faisceaux hertziens ayant une capacité de 600 à 1 800 voies téléphoniques, ou leur équivalent, fonctionnant dans la bande des 6 000 MHz, le plan de fréquences du système TH de l'ATT dans lequel les fréquences centrales sont, en MHz :

$$f_n = f_o - 259{,}45 + 29{,}65\ n,$$

$$f'_n = f_o - 7{,}41 + 29{,}65\ n \qquad (\text{avec } n \text{ de } 1 \text{ à } 8).$$

Cette disposition des canaux, illustrés sur la figure 7, occupe une bande de 500 MHz environ ; il est

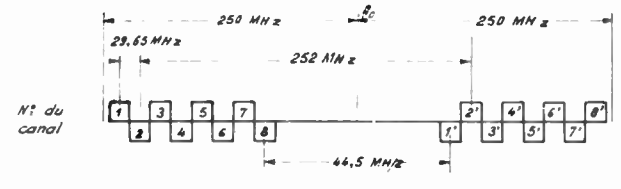


Fig. 7. — Disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens fonctionnant dans la bande des 6 000 MHz (les fréquences figurant sur le schéma sont approximatives).

recommandé d'utiliser pour f_o la fréquence 6175MHz ; si l'on a besoin de 8 canaux additionnels intercalés, on peut choisir $f'_o = f_o - 14{,}825$ MHz ; on peut utiliser la fréquence intermédiaire de 70 MHz recommandée par l'Avis N° 273, ou une fréquence intermédiaire de 74,13 MHz, comme dans le système TH, ce qui permet d'utiliser un oscillateur commun à 14,82 MHz pour produire toutes les fréquences hétérodynes nécessaires. Il est recommandé d'utiliser des polarisations croisées pour deux canaux adjacents, c'est-à-dire d'utiliser une polarisation pour les canaux de rang impair, et la polarisation croisée pour les canaux de rang pair ; l'émission et la réception d'un même canal peuvent utiliser soit la même polarisation, soit des polarisations croisées.

L'*Avis* N° 281 précise que, sur les faisceaux hertziens transmettant, soit de la télévision, soit de la télévision et de la téléphonie, on doit utiliser les plans de fréquence des Avis N° 278 et 280 ; dans le cas d'utilisation du plan de fréquences de l'Avis

Nº 278 pour des faisceaux hertziens de télévision à 819 lignes, il est recommandé d'utiliser les canaux Nº 1 et 4 du plan principal, ou les canaux additionnels intercalés Nº 3 et 6.

L'*Avis* Nº 282 rappelle qu'il existe des faisceaux hertziens n'utilisant pas les plans de fréquences mentionnés dans les Avis ci-dessus, parce qu'ils ont été étudiés avant la parution de ces Avis, en particulier ceux utilisant le plan de fréquence indiqué dans un projet d'Avis élaboré par la C.E. IX en 1954 [6], et que dans certains cas on peut être amené à réaliser l'extension de ces faisceaux hertziens existants en conservant le même plan de fréquences.

Le *Vœu* Nº 57 attire l'attention de la conférence administrative des radiocommunications sur les fréquences centrales recommandées dans les Avis Nº 278, 279 et 280.

5.2. Faisceaux hertziens a très grande capacité

Le *Programme d'Etudes* Nº 157 [IX] propose d'étudier les caractéristiques, en particulier aux fréquences radioélectriques, pour des faisceaux hertziens de capacité supérieure à 1 800 voies téléphoniques (ou leur équivalent) en attirant l'attention sur la limitation de la capacité maximale due aux effets de la propagation par chemins multiples.

5.3. Faisceaux hertziens a moyenne capacité (60 ou 120 voies téléphoniques)

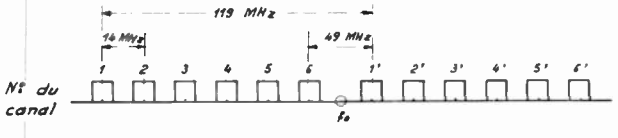


Fig. 8. — Disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens à 60 et 120 voies téléphoniques fonctionnant dans la bande des 2 000 MHz.

L'*Avis* Nº 283 donne le plan de fréquences à utiliser pour les faisceaux hertziens à moyenne capacité fonctionnant dans la bande 1 700-2 300 MHz ; les fréquences centrales des canaux sont, en MHz :

$$f_n = f_o - 108{,}5 + 14\,n,$$
$$f'_n = f_o + 10{,}5 + 14\,n \qquad (n \text{ de } 1 \text{ à } 6)$$

Cette disposition des canaux, illustrée par la figure 8, correspond à une largeur de bande de 200 MHz environ ; il est recommandé de choisir pour f_o les fréquences suivantes :

1 808 MHz pour la bande 1 700-1 900 MHz,

2 000 MHz pour la bande 1 900-2 100 MHz,

2 203 MHz pour la bande 2 100-2 300 MHz ;

si l'on a besoin de canaux additionnels intercalés, on peut choisir $f^o = f_o + 7$ MHz et même éventuellement :

$$f''_o = f_o + 3{,}5 \text{ MHz},$$
$$f''''_o = f_o + 10{,}5 \text{ MHz} ;$$

si l'on transmet 3 canaux (émission et réception) sur une même antenne, il est recommandé de choisir soit les canaux de rang impair, soit les canaux de rang pair.

L'*Avis* Nº 284 donne le plan de fréquences à utiliser pour les faisceaux hertziens à moyenne capacité fonctionnant dans la bande des 7 000 MHz ; les fréquences centrales des canaux sont, en MHz :

$$f_n = f_o - 136{,}5 + 7\,n,$$
$$f'_n = f_o + 24{,}5 + 7\,n \qquad (n \text{ de } 1 \text{ à } 20)$$

Cette disposition des canaux, illustrée par la figure 9, occupe une bande de 300 MHz environ ; il est recommandé de choisir pour f_o la fréquence 7 557,5 MHz (pour la bande 7 425-7 725 MHz) ou encore l'une des fréquences : 7 257,5 MHz (pour la bande 7 125-7 425 MHz), 7 382,5 MHz ou 7 682,5 MH si l'on transmet 3 canaux (émission et réception) sur une même antenne, il est recommandé de choisir les canaux nº p, $p + 7$ et $p + 14$ (p de 1 à 6).

Le *Vœu* Nº 57 attire l'attention de la conférence administrative des radiocommunications sur les fréquences centrales recommandées dans les Avis Nº 283 et 284.

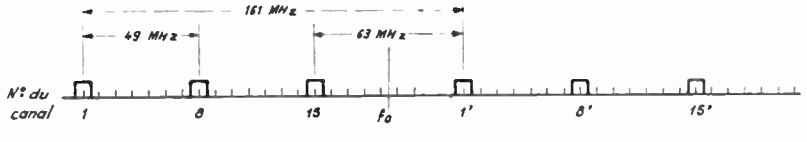


Fig. 9. — Disposition des canaux radioélectriques pour les faisceaux hertziens à 60 ou 120 voies fonctionnant dans la bande des 7 000 MHz.

5.4. Faisceaux hertziens employant la diffusion troposphérique

L'*Avis* Nº 302 indique que, pour limiter les perturbations, on doit éviter autant que possible d'utiliser la diversité en fréquence, réduire le plus possible la puissance d'émission et la puissance des émis-

sions non essentielles, réduire l'émission et la réception dans les directions non désirées.

L'*Avis* N° 303 attire l'attention sur la nécessité d'un accord concernant la disposition des canaux, et cite comme base d'étude la disposition proposée dans le *Rapport* N° 136 ; ce Rapport propose d'utiliser une unité d'espacement élémentaire de 0,8 MHz, l'espacement entre canaux adjacents dans une même station étant au moins de 7 unités (5,6 MHz), et l'espacement entre émetteur et récepteur dans une même station étant de l'ordre de 50 MHz ; on pourrait disposer soit de deux bandes de 20 MHz espacées de 60 MHz, dans le cas des faisceaux hertziens à faible capacité, soit d'une bande unique pouvant avoir jusqu'à 200 MHz, dans le cas de faisceaux hertziens à plus grande capacité.

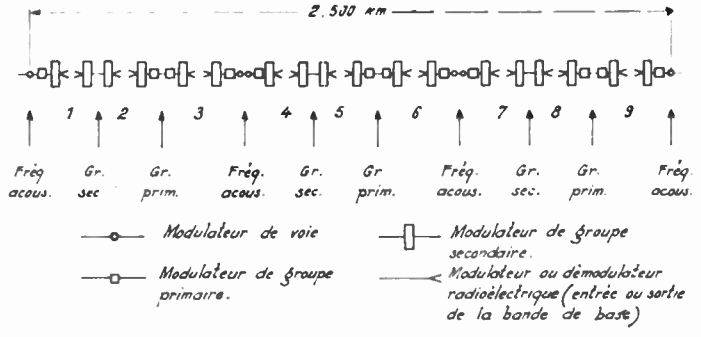


FIG. 10. — Circuit fictif de référence pour faisceau hertzien de téléphonie à multiplexage par répartition en fréquence ayant une capacité de 12 à 120 voies téléphoniques.

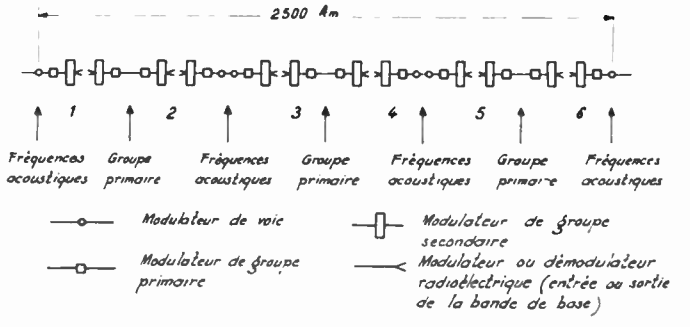


FIG. 11. — Circuit fictif de référence pour faisceau hertzien de téléphonie à multiplexage par répartition en fréquence ayant une capacité de plus de 120 voies téléphoniques.

6. Circuits fictifs de référence et puissance de bruit admissible

6.1. Faisceaux hertziens de téléphonie a multiplexage par répartition en fréquence

Il existe deux circuits fictifs de référence différents ayant la même longueur totale de 2 500 km.

L'un est donné par l'*Avis* N° 285 pour les faisceaux hertziens ayant une capacité de 12 à 120 voies téléphoniques ; il est identique au circuit fictif de référence pour systèmes sur paires symétriques en câble, avec 6 sections homogènes de 420 km de longueur, 6 modulations de groupe primaire et de groupe secondaire et 3 modulations de voie, et est représenté sur la figure 10. L'autre est donné par l'*Avis* N° 286, pour les faisceaux hertziens ayant une capacité de plus de 120 voies téléphoniques ; il est identique au circuit fictif de référence pour les systèmes sur paires coaxiales en câble, avec 9 sections homogènes de 280 km de longueur, 9 modulations de groupe secondaire, 6 modulations de groupe primaire et 3 modulations de voie, et est représenté sur la figure 11.

Les objectifs pour la puissance de bruit admissible en un point de niveau relatif zéro, sur l'un ou l'autre de ces deux circuits fictifs de référence, sont donnés dans l'*Avis* N° 287 ; on ne doit pas dépasser :

a) 7 500 pW puissance psophométrique moyenne pendant une heure quelconque,

b) 7 500 pW puissance psophométrique moyenne (avec une durée d'intégration d'une minute) pendant plus de 20 % d'un mois quelconque,

c) 47 500 pW puissance psophométrique moyenne (avec une durée d'intégration d'une minute) pendant plus de 0,1 % d'un mois quelconque,

d) 1 000 000 pW (c'est-à-dire 1 μW) puissance de bruit non pondérée (avec une constante de temps de 5 ms) pendant plus de 0,01 % d'un mois quelconque.

Ce dernier objectif correspond à la transmission de la signalisation téléphonique ; on n'a pas encore pu arriver à un accord en ce qui concerne les objectifs pour la transmission de télégraphie. Les données actuelles relatives à ce problème sont résumées dans le *Rapport* N° 132 et l'étude en est confiée au groupe de travail mixte sur les bruits de circuit par le *Vœu* N° 56.

Les valeurs ci-dessus ne comprennent pas la

puissance de bruit due aux équipements d'extrémité, pour lesquels on réserve 2 500 pW.

On précise que, dans une partie du circuit fictif de référence comprenant un certain nombre de sections homogènes, les puissances de bruit figurant aux objectifs *a)* et *b)* sont considérées comme proportionnelles au nombre de sections homogènes, alors que pour les objectifs *c)* et *d)* ce sont les pourcentages de temps qui sont considérés comme proportionnels au nombre de sections homogènes.

On précise également dans quelles conditions on doit calculer la puissance de bruit sur le circuit fictif de référence ; en particulier le signal multiplex au cours de l'heure chargée peut être représenté par un signal à spectre uniforme, dont le niveau absolu de puissance, en un point de niveau relatif zéro, est $(-15 + 10 \log N)$ dBm lorsque le nombre de voies N est supérieur à 240, et $(-1 + 4 \log N)$ lorsque N est compris entre 12 et 240, cette dernière valeur étant provisoire lorsque N est inférieur à 60.

L'*Avis* Nº 288 indique que, dans un circuit réel de L km dont la constitution est voisine de celle du circuit fictif de référence, on doit se fixer des objectifs analogues, c'est-à-dire ne pas dépasser :

— une puissance psophométrique moyenne de $3\,L$ pW dans les cas *a)* et *b)* ci-dessus ;

— la puissance psophométrique moyenne du cas *c)* pendant plus de $\frac{L}{2\,500} \times 0{,}1$ % d'un mois, en reconnaissant que la qualité effectivement obtenue sur un circuit réel est difficile à mesurer avec précision.

D'autre part, le *Rapport* Nº 130 expose les idées actuelles sur les pointes de bruit de niveau élevé pendant de très courtes périodes de temps, une annexe indiquant les durées et les profondeurs des évanouissements auxquelles on peut s'attendre.

6.2. Faisceaux hertziens de téléphonie a multiplexage par répartition dans le temps

Le circuit fictif de référence, défini par l'*Avis* Nº 300 a également 2 500 km de longueur et comporte 6 sections homogènes de 420 km.

Les objectifs concernant la puissance de bruit en un point de niveau relatif zéro sur le circuit fictif de référence indiqués dans l'*Avis* Nº 301 sont identiques à ceux définis ci-dessus, mais comprennent la puissance de bruit réservée aux équipements d'extrémité, c'est-à-dire que les puissances de bruit sont respectivement de 10 000 pW dans les cas *a)* et *b)* et 50 000 pW dans le cas *c)*.

6.3. Faisceaux hertziens de télévision monochrome

Le circuit fictif de référence défini dans l'*Avis* Nº 267 (établi par la C.M.T.T.) a 2 500 km de longueur et comprend 3 sections homogènes de 830 km.

Des valeurs provisoires concernant la puissance de bruit admissible sur ce circuit, mesurée avec une constante de temps d'une seconde et un réseau pondérateur, sont données par l'*Avis* Nº 289.

Le rapport entre la valeur crête à crête du signal de vision (sans impulsions de synchronisation) et la valeur quadratique moyenne du bruit pondéré, doit être supérieur à :

— $(x + 4)$ dB pendant plus de 20 % d'un mois quelconque,

— $(x - 8)$ dB pendant plus de 0,1 % d'un mois quelconque ;

la valeur de x, qui dépend du système de télévision est celle figurant dans l'Avis Nº 267 et reproduite dans le tableau II, ainsi que la constante de temps τ du réseau de pondération, dont l'affaiblissement est donné par :

$$a = 10 \log (1 + \omega^2 \tau^2).$$

Pour les objectifs concernant une partie du circuit fictif de référence, on recommande d'utiliser les mêmes règles de proportionnalité que celles indiquées ci-dessus dans le cas de la téléphonie.

6.4. Faisceaux hertziens employant la diffusion troposphérique

Le circuit fictif de référence et la puissance de bruit admissible n'ont pas encore été définis pour ces faisceaux hertziens, et le *Rapport* Nº 135 expose les idées actuelles sur cette question ; on y indique que le circuit fictif de référence devrait avoir 2 500 km on recommande provisoirement, dans le cas où il n'est pas possible, pour des raisons techniques ou économiques, de satisfaire aux objectifs concernant le bruit sur les faisceaux hertziens de téléphonie en visibilité directe, de se fixer comme objectif une puissance psophométrique moyenne pendant une heure de 17 500 pW en un point de niveau relatif zéro, qui ne pourrait être dépassée que pendant les périodes où la liaison est soumise à des conditions de propagation très défavorables (ceci correspondrait dans la plupart des cas à bien moins de 10 % du temps) ; on y indique également quelles sont actuellement les conditions d'emploi de ces faisceaux hertziens. L'étude de cette question est également confiée au groupe de travail mixte sur les bruits de circuit par le *Vœu* Nº 56.

7. Maintenance des faisceaux hertziens

7.1. Faisceaux hertziens de téléphonie a multiplexage par répartition en fréquence

L'*Avis* Nº 290 indique que la maintenance doit essentiellement comporter la mesure :

— de la stabilité de l'affaiblissement (ou du gain), à l'aide d'un pilote de régulation de ligne, en complétant éventuellement par une mesure de la distor-

sion linéaire d'affaiblissement aux fréquences de la bande de base ;

— du bruit total (y compris le bruit de diaphonie) dans des voies de mesure réservées à cet effet, en complétant éventuellement par une mesure de bruit lorsque la liaison est chargée par un signal à spectre uniforme.

L'*Avis* N° 291 précise les conditions d'utilisation des ondes pilotes de régulation de ligne, et d'interconnexion avec les systèmes sur fil. On y indique que les ondes pilotes de régulation de ligne doivent être différentes sur un faisceau hertzien et sur un système sur fil qui lui est connecté, c'est-à-dire que le point de jonction constitue une extrémité de section de régulation de ligne, sauf dans le cas où le système sur fil est un prolongement de courte longueur du faisceau hertzien et fait alors partie de la même section de régulation de ligne ; on recommande, sur les faisceaux hertziens de capacité au moins égale à 60 voies téléphoniques, d'utiliser pour l'onde pilote de régulation de ligne la fréquence 308 kHz ± 3 Hz (ou éventuellement 60 kHz pour les systèmes à 60 ou 120 voies) et le niveau – 10 dBm_0 (6), le niveau étant réduit à – 50 dBm_0 au point d'interconnexion ; on peut également utiliser une seconde onde pilote de régulation de ligne dans la partie supérieure de la bande de base, sa fréquence étant alors celle recommandée par le C.C.I.T.T. Les autres ondes pilotes situées à l'intérieur de la bande de fréquences occupée par le signal multiplex doivent être transmises librement. On peut utiliser également une onde pilote de continuité située hors de la bande de fréquences occupée par le signal multiplex, mais le niveau de cette onde pilote de continuité doit être réduit à – 50 dBm_0 au point d'interconnexion avec un système sur fil.

La fréquence et l'excursion efficace de fréquence recommandée pour l'onde pilote de continuité, quand celle-ci est située au-dessus de la bande de base, sont indiquées dans l'*Avis* N° 292 et reproduites dans le tableau I ; cet Avis indique également qu'on peut utiliser une onde pilote de continuité située au-dessous de la bande de base, et que la stabilité de fréquence de l'onde pilote de continuité doit être meilleure que 5.10^{-5}.

L'*Avis* N° 293 indique les fréquences centrales f_c des voies de mesure du bruit situées immédiatement à l'extérieur (au-dessous et au-dessus de la bande occupée par le signal multiplex (ces fréquences sont indiquées dans le tableau I) et recommande l'emploi à l'entrée du faisceau hertzien d'un filtre coupe-bande dont l'affaiblissement dépasse 50 dB dans une bande de ± (0,005 f_c – 2) kHz de part et d'autre de f_c (cette bande étant réduite à ± 1 kHz quand f_c = 10 kHz), et tel que la distorsion d'affaiblissement causée par l'insertion des deux filtres coupe-bande soit inférieure à 0,3 dB dans la bande occupée par le signal multiplex ; la bande des filtres de l'équipement de réception doit être déduite de celle indiquée ci-dessus pour les filtres coupe-bande.

(6) dBm_0 : décibels par rapport à 1 mW en un point de niveau relatif zéro.

L'*Avis* N° 294 précise les conditions de mesure de la qualité à l'aide d'un signal à spectre uniforme dans la bande de fréquences occupée par le signal multiplex : le niveau de puissance de ce signal doit être égal à (– 15 + 10 log N) dBm_0 quand le nombre de voies N est au moins égal à 240, et à (– 1 + 4 log N) dBm_0 quand N est compris entre 12 et 240, cette valeur étant provisoire pour $N < 60$; la mesure du bruit de diaphonie doit être faite soit dans les voies de mesure indiquées par l'Avis N° 293 et situées à l'extérieur de la bande de fréquences occupée par le signal multiplex, soit à l'intérieur de cette bande (une à la partie inférieure, une centrale, une à la partie supérieure) ; les fréquences centrales f_c des voies de mesure sont indiquées dans le tableau I. On doit utiliser à l'émission un filtre coupe-bande, dont l'affaiblissement est supérieur à 80 dB dans une bande de 3 kHz, supérieur à 3 dB dans une bande de ± (0,02 f_c + 4) kHz par rapport à la fréquence centrale f_c, et tel que l'erreur de mesure causée par l'insertion simultanée de 3 filtres coupe-bande soit inférieure à 1 dB. La largeur de bande des filtres utilisés à la réception doit être déduite des indications ci-dessus concernant la bande des filtres coupe-bande utilisés à l'émission.

7.2. Faisceaux hertziens de télévision

L'étude de la maintenance des faisceaux hertziens de télévision a été confiée à la C.M.T.T. par le *Vœu* N° 54 ; on trouvera déjà des indications sur les signaux d'essai utilisables pour la maintenance dans l'*Avis* N° 267.

En ce qui concerne l'onde pilote de continuité, l'*Avis* N° 292 recommande d'utiliser pour les faisceaux hertziens de télévision à 405 lignes ou 625 lignes la fréquence 8 500 kHz et l'excursion efficace de fréquence 140 kHz (ces valeurs pouvant également être utilisées pour les faisceaux hertziens à 300, 600 ou 960 voies téléphoniques) ; pour les faisceaux hertziens transmettant simultanément de la télévision et de la téléphonie, la fréquence 9 023 kHz et l'excursion efficace de fréquence 100 kHz (comme pour les faisceaux hertziens à 1 800 voies téléphoniques).

7.3. Equipements de secours

L'*Avis* N° 305 indique que, lorsque plusieurs canaux de faisceau hertzien de mêmes caractéristiques sont utilisées, soit tous pour la téléphonie, soit certains pour la téléphonie et d'autres pour la télévision, il est recommandé d'utiliser un canal de secours commun pour les canaux en service (ou plusieurs canaux de secours communs si besoin).

Dans certains cas, en particulier quand certains canaux sont utilisés pour la téléphonie et d'autres pour la télévision avec des caractéristiques différentes, on peut utiliser une solution différente, par exemple, un équipement de secours fonctionnant sur la même fréquence porteuse que l'équipement en service, la substitution s'effectuant alors par station.

7.4. Interruptions dues aux commutations sur équipements de secours

Le *Rapport* Nº 137 distingue parmi les temps d'interruption :

— le temps de transfert du dispositif de commutation, qui résulte du passage, à l'extrémité réception, du canal en service au canal de secours, et pour lequel on réalise actuellement des durées de 3 à 5 ms ; on peut se fixer pour objectif une durée de 1 ms, et même une durée encore plus réduite pour la transmission de données à grande vitesse.

— le temps de fonctionnement complet du système de commutation, comportant la recherche d'un canal de secours avant qu'on puisse effectuer le transfert sur ce canal, et pour lequel la durée actuelle peut atteindre 50 ms ou plus ; on peut se fixer pour objectif d'abaisser cette durée à 35 ms environ.

7.5. Voies de service

L'*Avis* Nº 295 recommande les dispositions concernant les voies de service pour les faisceaux hertziens transmettant au moins 60 voies téléphoniques ou des signaux de télévision, et comprenant deux stations terminales pourvues de personnel, où les signaux sont démodulés aux fréquences de la bande de base, et un certain nombre de stations intermédiaires qui peuvent fonctionner sans personnel :

— les stations pourvues de personnel doivent être reliées au réseau téléphonique, et celles où arrivent les signaux de surveillance doivent être reliées entre elles par une voie de service (circuit express) ;

— une deuxième voie de service (circuit omnibus) doit relier entre elles toutes les stations pourvues ou non de personnel ;

— en outre, on peut établir une voie pour la transmission de signaux rapides pour la commutation des canaux, et une voie pour la transmission de signaux de surveillance relativement lents ;

— les voies de service doivent autant que possible transmettre la bande de fréquences 300 à 3 400 Hz ; elles peuvent être réalisées soit par des circuits métalliques, soit sur le faisceau hertzien lui-même dans le cas de systèmes à faible capacité, soit sur un faisceau hertzien auxiliaire suivant le même itinéraire que le faisceau hertzien principal et utilisant soit la même bande de fréquences que celui-ci, soit une bande de fréquences différente.

Dans le cas où le faisceau hertzien auxiliaire utilise la même bande de fréquences que le faisceau hertzien principal, l'*Avis* Nº 296 indique les fréquences à utiliser :

— dans les bandes des 2 000 et 4 000 MHz, où l'on utilise le plan de fréquences de l'Avis Nº 278, les fréquences centrales recommandées sont :

f_o – 204,5 et f_o + 8,5 MHz,

f_o – 2,5 et f_o + 199 MHz,

lorsqu'on utilise le plan principal ;

f_o – 213,5 et f_o – 2,5 MHz,

f_o – 23 et f_o + 190 MHz,

lorsqu'on utilise le plan additionnel intercalé ;

– dans la bande des 6 000 MHz où l'on utilise le plan de fréquences de l'Avis Nº 280, les fréquences centrales recommandées sont :

f_o – 248,9 et f_o + 3,1 MHz,

f_o – 3,1 et f_o + 248,9 MHz.

Le *Programme d'Etudes* Nº 160 *(IX)* propose de déterminer les caractéristiques du faisceau hertzien auxiliaire (bande de base, type de modulation et plan de fréquences dans le cas où l'on n'utilise pas la même bande de fréquences que le faisceau hertzien principal).

Conclusion

Comme nous l'avons déjà indiqué, les Avis résumés ci-dessus résolvent la plupart des problèmes concernant les faisceaux hertziens étudiés par la C.E. IX du C.C.I.R., et il semble qu'il ne leur sera apporté dans le futur que des modifications de détail.

Nous allons examiner pour terminer les quelques points qui doivent encore être étudiés par la C.E. IX, et qui sont indiqués dans le volume II des Documents de la IXe Assemblée Plénière du C.C.I.R.

Dans le cadre de la *Question* Nº 192 (ex Question 93) concernant les faisceaux hertziens de téléphonie, on doit poursuivre l'étude des faisceaux hertziens à très grande capacité (supérieure à 1 800 voies) comme le demande le *Programme d'Etudes* Nº 157, et on doit confirmer les valeurs provisoires concernant les faisceaux hertziens à 1 800 voies téléphoniques qui figurent dans les Avis Nº 274 et 275.

Dans le cadre de la *Question* Nº 193 (ex Question 96) relative aux circuits fictifs de référence et à la puissance de bruit admissible sur les faisceaux hertziens, on doit étudier le nombre et la durée des pointes de bruit admissibles pendant de très courtes périodes de temps comme le demande le *Programme d'Etudes* Nº 158 (ex P.E. Nº 105) à la lumière du Rapport Nº 130 ; on doit confirmer le niveau de charge conventionnelle pour les faisceaux hertziens à moins de 60 voies téléphoniques, indiquée dans les Avis Nº 287 et 294 ; on doit établir les objectifs pour la puissance de bruit admissible dans le cas de transmission de télégraphie ou de données, compte tenu des indications fournies par le Rapport Nº 132 ; on doit confirmer les objectifs provisoires pour la puissance de bruit admissible en télévision contenus dans l'Avis Nº 289 ; on doit examiner la puissance de bruit admissible en téléphonie sur les circuits réels dont la longueur est inférieure à 250 km, ou dont la constitution diffère notablement de celle du circuit fictif de référence (voir l'Avis Nº 288, § 3) ;

enfin, on doit définir le circuit fictif de référence et étudier la puissance de bruit admissible sur les faisceaux hertziens employant la diffusion troposphérique, à la lumière du Rapport N° 135. Les problèmes mentionnés ci-dessus et concernant le bruit en téléphonie (ou en télégraphie) doivent être étudiés par un groupe de travail mixte C.C.I.T.T.-C.C.I.R. : ce groupe de travail a été constitué en 1957 par le C.C.I.T.T. sous le nom de « groupe de travail des bruits de circuit » et s'est réuni avec des représentants du C.C.I.R. ; par le *Vœu* N° 56, le C.C.I.R. a demandé que ce groupe soit officiellement transformé en groupe mixte C.C.I.T.T.-C.C.I.R., le C.C.I.T.T. continuant à en assurer l'administration.

Dans le cadre de la *Question* N° 194 (ex Question 146) concernant les faisceaux hertziens de télévision on doit compléter l'étude des dispositions dans la bande de base pour les transmissions simultanées de téléphonie et télévision (voir Avis N° 271), des caractéristiques de transmission, en particulier la préaccentuation, pour une voie de modulation sonore (voir Avis N° 272) et des réseaux de préaccentuation et de désaccentuation pour la voie de télévision, en particulier les tolérances sur les éléments (voir Avis N° 277) ; on doit étudier la possibilité de transmettre jusqu'à 6 voies de modulation sonore, soit à la place d'une voie de télévision, soit en plus d'une voie de télévision, comme le demande le *Programme d'Etudes* N° 159. L'étude des méthodes de maintenance pour les faisceaux hertziens de télévision a été confiée à la C.M.T.T. par le *Vœu* N° 54.

Dans le cadre de la *Question* N° 195 (ex Question 147) on doit poursuivre l'étude des voies de service pour faisceaux hertziens, en particulier les caractéristiques d'extrémité et les signaux à transmettre (voir l'Avis N° 295) et les caractéristiques d'un faisceau hertzien auxiliaire pour voies de service, comme le demande le *Programme d'Etudes* N° 160.

Dans le cadre de la *Question* N° 196 (ex Question 148) on doit étudier les caractéristiques des faisceaux hertziens « transhorizon » (employant la propagation par diffusion troposphérique), en particulier la valeur de l'excursion de fréquence (voir l'Avis N° 274) et la disposition des canaux radioélectriques, comme le demande le *Programme d'Etudes* N° 122.

On doit compléter l'étude de la *Question* N° 197 (ex Question 165) relative aux interruptions de transmission sur les faisceaux hertziens causées par les commutations sur équipements de secours, à la lumière du *Rapport* N° 137 (voir ci-dessus).

Enfin la C.E. IX doit indiquer à la C.E. XIV, chargée du vocabulaire, quels sont les termes particuliers aux faisceaux hertziens qu'il y aurait lieu de définir, et elle doit étudier avec la C.E. I quelles sont les conditions à imposer aux rayonnements non essentiels (fréquences harmoniques et parasites) des équipements de faisceau hertzien.

Comme on le voit dans les lignes qui précèdent, bien que les principaux problèmes concernant les faisceaux hertziens aient été résolus à Varsovie et à Los Angeles, il reste encore un certain nombre de points importants à étudier avant la X^e Assemblée Plénière du C.C.I.R., qui doit avoir lieu à New Dehli en novembre 1952 ou janvier 1953 ; il se peut que le volume relativement important de questions restant à traiter justifie la convocation d'une réunion intérimaire de la C.E. IX dans le courant de l'année 1961 ; d'autre part, les membres de la C.E. IX attendent avec intérêt le résultat des travaux de la Conférence administrative des radiocommunications, qui se tient actuellement à Genève (août-décembre 1959), en particulier la confirmation ou la révision des bandes de fréquences attribuées aux faisceaux hertziens.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Documents de la V^e Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Stockholm, 1948)

— volume I, page 201 : Question N° 29

— addendum, page 8 : Question N° 41 (voir aussi [2]).

[2] Documents de la VII^e Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Genève, 1951)

— volume I, page 20 : Avis N° 40 ; page 171 : P.E. N° 28 ; page 244 : Question N° 41.

[3] Documents de la VII^e Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Londres, 1953)

— volume I, page 34 : Avis N° 40 ; page 162 : Avis N° 128 ; page 233 : Rapport N° 31 ; pages 338 à 343 : Questions N° 90 à 97 et P.E. N° 28 ; page 377 : Questions N° 111 et 112.

— Addendum N° 1 : Questions N° 113 à 115

— Addendum N° 2 : Question N° 116.

[4] Documents de la VIII^e Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Varsovie, 1956)

— volume I, page 43 : Avis N° 40 ; page 94 : Avis N° 128 ; page 191 à 224 : Avis N° 183 à 204 ; pages 370 à 379 : Rapports N° 69 à 74 ; page 479 : Vœu N° 29 ; pages 565 à 571 : Questions et P.E. attribués à la C.E.IX ; page 612 : Questions N° 111 et 112.

— Addendum N° 1 : Question N° 165

— Addendum N° 3 : Programmes d'Etudes N° 120, 121, 122.

[5] Documents de la IX^e Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Los Angeles, 1959)

— volume I, page 111 : Avis N° 40 ; page 206 : Avis N° 267 ; pages 227 à 280 (section F) : Avis N° 268 à 306.

— volume II, pages 39-40 : Vœux N° 55 et 57 ; pages 145 à 153 : Vœux N° 54 et 56, Questions et P.E. attribués à la C.E. IX ; pages 207-208 : Questions N° 111 et 112.

— volume III, (section F) : Rapports N° 129 à 137.

[6] LIBOIS L.J. — Normalisation internationale des caractéristiques d'interconnexion des faisceaux hertziens. — Onde Electrique, décembre 1955, p. 1775.

[7] CABESSA R. — L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommunications. — Onde Electrique, avril-mai 1952, page 131.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

ACTIVITÉS ET VIE DE LA SOCIÉTÉ

RÉUNIONS DU BUREAU

Réunion de juin 1959

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le jeudi 18 juin 1959 sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société.

Présents : Mlle BARET, MM. BLANC-LAPIERRE, CABESSA, DAYONNET, DEZOTEUX, FLAMBARD, GOUDET, LIBOIS, MOULON, PICAULT.

Excusés : MM. ANGOT, AUBERT, BESSON, DAVID, DUPOUY, DE MARE, MATRAS, RABUTEAU.

Assistaient à la séance : M. WARNECKE (Compte-rendu de voyage à Moscou) M. B. GAUSSOT (Vie de la Société).

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 26 mai 1959, les candidatures de 107 nouveaux membres sont acceptées par le Bureau.

2° MM. ABADIE et WARNECKE font au Bureau un compte-rendu de leur voyage à Moscou et du Congrès de la Société POPOV auquel ils ont représenté la Société des Radioélectriciens.

3° Le Bureau examine le programme des réunions en Sorbonne pour octobre et novembre 1959.

Une seconde visite à Saclay aura lieu le 24 octobre 1959.

4° M. P. ABADIE a accepté la vice-présidence du Colloque d'Electronique Médicale qui aura lieu à Paris en juin 1959.

Le président de la Société des Radioélectriciens prendra la parole à la séance de clôture.

M. LIBOIS propose que certaines communications faites à ce colloque soient publiées dans l'*Onde Electrique*.

5° M. BLANC-LAPIERRE fait au Bureau un exposé de l'activité du Groupe d'Alger. Cinq conférences ont été organisées depuis le 1er janvier 1959. Le Groupe comprend 25 membres résidant à Alger.

6° M. CABESSA rend compte au Bureau de la Conférence Internationale sur « le traitement numérique de l'Information » (Paris, juin 1959).

Il informe le Bureau de l'état des pourparlers qui ont lieu entre la Société des Radioélectriciens, la Société Française des Electriciens et l'Association Française de Calcul (A.F.C.A.L.), en vue de représenter la France dans une future Fédération Internationale des Associations de Calcul.

Réunion d'octobre 1959

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni le 9 octobre 1959 sous la présidence de M. Paul ABADIE, Président de la Société.

Présents : MM. ANGOT, AUBERT, CABESSA, DAVID, DAYONNET, DEZOTEUX, FLAMBARD, LIBOIS, MOULON, PICAULT.

Excusés : Mlle BARET, MM. BESSON, BLANC-LAPIERRE, BOUTHILLON, DUPOUY, GOUDET, DE MARE, MATRAS.

Assistait à la séance : M. B. GAUSSOT (Vie de la Société).

1° Après adoption du procès-verbal de la séance du 18 juin 1959, les candidatures de 24 nouveaux membres sont acceptées par le Bureau.

2° Le Président fait part au Bureau du décès de l'Ingénieur Général FRANCK pour lequel il a présenté à Mme FRANCK les condoléances de la Société. Le Bureau décide que la mémoire de l'Ingénieur Général FRANCK sera rappelée au début d'une réunion de la Société.

3° Le Président informe le Bureau du décès de M. VAN DER POL.

4° Le Colonel LOCHARD a soumis un projet de circulaire à adresser à tous nos membres en vue de susciter des conférences devant la 7e Section. Cette circulaire sera insérée dans l'*Onde Electrique* (voir le texte de celle-ci à la rubrique « 7e Section »).

5° Le Président informe le Bureau que l'Académie des Sciences de Hongrie organise un colloque du 10 au 13 novembre 1959 à Budapest, sur les faisceaux hertziens. MM. LIBOIS, DU CASTEL et THUÉ comptent se rendre à ce colloque. M. J.C. SIMON doit y présenter une communication.

6° La Société des Radioélectriciens se fera représenter au sein du Comité chargé d'organiser le Musée de la Radio par le Général LESCHI.

7° M. FAGOT qui représentait la Société des Radioélectriciens au Congrès de l'A.F.A.S., a adressé un compte-rendu du Congrès. Ce compte-rendu sera inséré dans l'*Onde Electrique* (voir le texte de celui-ci à la suite de la rubrique « réunions des Sections »).

8° M. PICAULT suggère que la Société des Radioélectriciens organise des visites aux nouveaux studios de la Télévision française et aux installations des P.T.T., rue St-Amand.

RÉUNIONS PLÉNIÈRES

Réunion du samedi 17 octobre 1959 au Centre Marcelin Berthelot.

A cette réunion, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens, M. Claude CAILLET, Ingénieur au C.E.N. de Saclay a présenté une communication sur le *Calcul analogique dans l'Energie Nucléaire*.

Le conférencier rappelle l'importance de l'outil mathématique dans les différentes branches de l'Energie Atomique. Il compare les avantages et les inconvénients présentés par les machines électroniques arithmétiques et analogiques qui permettent d'obtenir les solutions recherchées.

Après un examen limité au calcul analogique des différents champs d'application depuis le domaine des accélérateurs jusqu'à celui des réacteurs et centrales nucléaires, il met en évidence les restrictions qui sont imposées par les machines classiques et il montre les possibilités qui s'offriront dans un proche avenir grâce à la mise au point, en cours à l'heure actuelle, de machines analogiques d'un type évolué.

WRH

Réunion du samedi 31 octobre 1959

A cette réunion, au Centre Marcelin Berthelot, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société des Radioélectriciens M. Maurice BERNARD, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T. présenta une communication sur *les Amplificateurs paramétriques.*

Théorie de l'amplification paramétrique — Amplificateur paramétrique et « maser » — Amplificateur ferromagnétique et amplificateur à jonction semi-conductrice. Perspectives d'avenir.

Cette communication sera publiée dans un prochain numéro de l'*Onde Electrique.*

Réunion du samedi 14 novembre 1959

Cette séance, au Centre Marcelin BERTHELOT, présidée par M. Paul ABADIE, Président de la Société, était consacrée à une communication du Dr J. A. SAXTON, Radio Research Station, Department of Scientific Industrial Research, Royaume Uni : *Quelques considérations sur la propagation des ondes radioélectriques à travers la troposphère.*

Discussion critique des connaissances actuelles concernant l'influence de la troposphère sur la propagation des ondes radioélectriques et des théories courantes expliquant de façon satisfaisante les phénomènes observés.

Cette communication sera publiée dans un prochain numéro de l'*Onde Electrique.*

RÉUNIONS DES SECTIONS

1re Section « Etudes Générales »

Cette séance, tenue en commun avec le Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité et l'Association Française de Régulation et d'Automatisme (A.F.R.A.) le jeudi 19 novembre 1959, était consacrée à une conférence de M. Julien LOEB, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Ingénieur-Conseil au Groupe Schlumberger sur : *La déconvolution.*

On transpose dans le domaine du calcul numérique l'équation intégrale

$$(1) \qquad V(x) = \int_a^b g(u)\, z(x+u)\, du$$

où l'inconnue est la fonction z. $V(x)$ est une fonction enregistrée et g définit le brouillage dû à un appareil de mesure.

L'équation (1) est transformée par échantillonnage en un système d'équations linéaires de la façon suivante :

Si les z_i sont les vraies valeurs de la grandeur physique, g_i les valeurs échantillonnées de $g(u)$ et v_i les valeurs données par l'appareil de mesure, on a :

$$(2) \qquad v_i = \sum_k g_k \, . \, z_{i+k}$$

L'échantillonnage conduit à définir des matrices particulières à un nombre infini de termes, mais presque diagonales, que l'auteur propose d'appeler *grilles.* On en donne un mode d'expression au moyen de l'opérateur d'avancement E. Si par exemple la grille g a les cinq termes $g_{-2}\, g_{-1}\, g_0\, g_1\, g_2$, elle est représentée par le polynôme en E :

$$(3) \qquad g = g_{-2} E^{-2} + g_{-1} E^{-1} + g_0 + g_1 E + g_2 E^2$$

On indique les règles de l'algèbre des grilles. (La multiplication est commutative et l'inversion peut s'opérer suivant les règles de la division des polynômes).

Pour tirer les valeurs des z, connaissant les v et les g, on cherche une grille g^{-1} telle que :

$$(4) \qquad z_i = \sum g_k^{-1}\, v_{i+k}$$

Ceci exige :

$$(5) \qquad g^{-1} . g = 1$$

En général g^{-1} a un nombre infini de termes et l'inversion n'est possible en toute rigueur que si le polynome (3) satisfait à des conditions algébriques précises.

Le problème est mieux adapté aux nécessités pratiques si l'on consent dans (5) à remplacer la grille 1 par une grille $1 + \Sigma\, \varepsilon_k E^k$ où les ε_k sont aussi petits qu'on veut.

La seule limitation physique réelle provient du fait que la variance σ des valeurs trouvées z_i est égale à celle qui résulte des erreurs de mesure sur les v_i multipliée par $\sum_k (g_k^{-1})^2$.

3e Section « Electro Acoustique »

Au cours de la réunion du 30 novembre 1959, comme avec le G.A.L.F., M. P. CHAVASSE fit un compte-rendu du 3e *Congrès International d'Acoustique* tenu à Stuttgart en septembre 1959.

Organisé par l'Allemagne, ce congrès a fait suite aux deux congrès précédents qui s'étaient successivement tenus aux Pays-Bas en 1953 et aux Etats-Unis en 1956 sous les auspices de l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée.

Cette importante manifestation a réuni plus de mille congressistes représentant trente pays. Au cours des séances de travail qui se sont échelonnées sur une semaine, plus de 350 communications ont été présentées :

— Acoustique des bâtiments et acoustique des salles,
— Electro-acoustique,
— Ultra-sons,
— Acoustique physique et moléculaire,
— Acoustique physiologique,
— Mesures acoustiques,
— Langage.

Au cours de ce congrès, 17 rapports généraux ont également été présentés par des techniciens auxquels les organisateurs avaient tout spécialement demandé un travail faisant le point actuel de la question sur un thème imposé et prédéterminé.

La France était représentée par une cinquantaine de spécialistes parmi lesquels 16 ont présenté une communication.

Le prochain congrès se tiendra en 1962 à Copenhague.

M. P. LIENARD présenta ensuite une communication sur l'*Etude expérimentale de l'absorption acoustique par panneaux perforés.*

Les calculs des structures perforées, tant continues que cloisonnées, employées comme absorbants aux basses fréquences sont assez complexes et fastidieux. Des abaques d'un emploi général, permettant un calcul rapide, sont présentés et utilisés dans plusieurs cas concrets de résonateurs et de panneaux perforés.

Expérimentalement, l'absorption est mesurée sur des fragments monocellulaires de ces panneaux, en vraie grandeur et sous incidence normale, dans un tube à ondes stationnaires. La comparaison avec les formules théoriques montre un bon accord pour la fréquence de résonance, un accord assez bon pour la valeur de l'absorption ; on obtient ainsi des indications utiles sur la valeur de la résistance acoustique du col. Quelques essais sont faits en incidence aléatoire, dans une galerie expérimentale, puis avec des panneaux réels mis en œuvre.

7e Section « Documentation »

Depuis longtemps déjà aucun sujet de conférence n'a été soumis à la 7e section de la Société. Comme vous le savez, cette section est chargée en particulier de présenter des exposés de mise au point sur des sujets qui, sans être nouveaux, n'ont pas fait l'objet dans les cours, ouvrages et revues, de publications d'ensemble à la fois assez générales et assez complètes pour être directement utiles aux ingénieurs. On ne peut se renseigner sur de tels sujets sans procéder à un assez long travail de recherches bibliographiques qui serait beaucoup plus fructueux pour l'ensemble de la profession si ces résultats pouvaient faire l'objet d'exposés oraux ou de publications.

WRH

Il est certain que de nombreux ingénieurs se sont livrés ou se livrent à de tels travaux, pour les besoins immédiats de leur propre service ou de leur société. Le Président de la Société des Radioélectriciens fait appel à eux pour qu'ils veuillent bien venir exposer les résultats de leurs recherches devant leurs collègues de la Société qui pourraient être intéressés. Les sujets peuvent être proposés directement au Président de la 7e Section de la Société, Colonel LOCHARD, 159 boulevard Bineau à Neuilly-sur-Seine en joignant, si possible, le texte écrit de la communication. Le Bureau de la Société, de son côté, s'efforcera, chaque fois que cela sera possible, de reproduire le texte de la communication de façon à ce qu'il puisse au moins être distribué en séance en un nombre limité d'exemplaires ; d'autre part, les communications d'intérêt général pourraient faire l'objet d'articles de mise au point dans l'*Onde Electrique*.

8e Section « Electronique appliquée »

Au cours de la réunion du lundi 26 octobre 1959, M. Henri SOUBIÈS-CAMY, Chef de Service à la C.I.T. présenta une communication sur les *Systèmes multiplex de transmission sur lignes à grandes distances pour télémesures, télésignalisation, télécommandes et téléréglages*.

Il s'agit d'un système entièrement transistorisé réalisé par la C.I.T. dans le service dirigé par le conférencier.

Les informations sont transmises sur une voie unique de télégraphie harmonique sous forme binaire.

Chaque cycle majeur comporte 15 cycles mineurs dont les deux derniers servent à la synchronisation, les autres étant affectés à la transmission des informations ou à leur contrôle. Chaque cycle mineur comporte 7 digits dont un de synchronisation, ce qui permet de transmettre 12 télémesures ou 72 télésignalisations (ou télécommandes), ou toute combinaison intermédiaire, en 2 secondes environ.

La précision du dispositif est meilleure que ± 1 %.

L'extrémité émettrice de la liaison comporte des codeurs optiques analogiques-digitaux à code GRAY et des organes généraux de sélection cyclique et d'analyse séquentielle des informations.

L'extrémité réceptrice comporte des organes généraux de même type pour l'aiguillage des informations successivement vers chacun des organes individuels, en synchronisme avec les organes généraux d'émission.

Elle comporte également un convertisseur de codes qui, en télémesure, assure le passage du code GRAY au code binaire naturel correspondant et permet de décoder les informations par pondération.

Lundi 16 novembre 1959, réunion commune avec l'A.I.E. au cours de laquelle M. Marcel ALLAIN présenta une communication sur *La contribution du comptage électronique aux automatismes industriels. Quelques exemples de réalisations.*

Le conférencier a commencé par situer le problème en parlant des conditions de robustesse, de prix de revient, de sécurité et de maintenance auxquelles les ensembles électroniques doivent répondre.

Des coffrets électroniques, ensembles homogènes et interchangeables sont utilisés chez CHAUSSON sur divers modèles de presses, sur des machines à souder, pour la commande de chaînes de distribution et dans des machines diverses.

M. ALLAIN a ensuite exposé l'historique de la question dans le cadre des Usines CHAUSSON et l'évolution des circuits pour arriver à l'état actuel de la technique. Les circuits de base utilisés dans les coffrets comportent des dékatrons, des tubes subminiature à cathode froide (genre Z70U) et des transistors.

Le conférencier a expliqué le fonctionnement des circuits élémentaires de comptage et de commutation : bascules monostables et bistables, relaxateurs, registres à glissement, etc.

Du point de vue technologique les ensembles électroniques sont câblés sur des cartes à circuit imprimé et montés dans de robustes coffrets métalliques dont l'interchangeabilité est assurée à l'aide de connecteurs multibroches.

Le conférencier a terminé sa communication en présentant des vues de divers coffrets électroniques.

9e Section « Electronique nucléaire »

M. Philippe GUTMANN, Ingénieur au C.E.A. fit une communication, le mercredi 14 octobre 1959, sur « *la transistorisation en électronique nucléaire* » et M. Jacky WEILL, Ingénieur au C.E.A., fit un exposé, le mercredi 28 octobre 1959, sur « *la sécurité dans les réacteurs nucléaires* ».

COMPTE-RENDU DU 78e CONGRÈS DE L'AFAS

par M. Jacques FAGOT

Le 78e Congrès de l'Association Française pour l'Avancement des Sciences s'est tenu à Angers du 20 au 25 juillet 1959 sous la présidence de M. Maurice FONTAINE, Membre de l'Institut, Professeur au Muséum National d'Histoire Naturelle. Les 27 sections de l'Association, réunies en 6 groupes présentèrent leurs communications dans les amphithéâtres de l'Ecole de Médecine. Un certain nombre de manifestations générales étaient également prévues : Séance d'ouverture avec accueil par M. le Docteur ROUCHY, Président du Comité local, réception par M. le Maire d'Angers, séance de clôture avec l'élection du Bureau pour 1960.

La Section d'Electronique, nouvellement créée, présidée par M. Jacques FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F., représentant également la Société des Radioélectriciens, présenta d'intéressantes communications grâce à l'aimable collaboration des Ingénieurs des Administrations et de l'Industrie radioélectrique.

Après une visite appréciée de l'usine locale de la Compagnie Française Thomson-Houston (appareils radio et T.V. grand public), les diverses communications suivies par une cinquantaine de participants furent les suivantes :

M. Jacques LABEYRIE, Docteur ès Sciences Physiques, Chef de la Section d'Electronique physique au Centre Nucléaire de Saclay « Mesures récentes faites par le Commissariat à l'Energie Atomique sur la contamination radioactive du globe ».

M. THUÉ, Ingénieur des Télécommunications, Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) « Développements modernes dans les communications par faisceaux hertziens ».

M. LABEYRIE Jean, Ingénieur des Télécommunications, C.N.E.T. « La nouvelle liaison téléphonique sous-marine Paris-Alger ».

M. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications, C.N.E.T. « Machines mathématiques et téléphonie ».

M. VERNET, Ingénieur à la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON « Principaux problèmes techniques posés par la stéréophonie ».

M. POLONSKY, Directeur Technique du Département Télévision de la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F. « L'Europe devant le choix d'un système de télévision en couleurs ».

M. LORACH, Ingénieur-Docteur « Récents développements dans les liaisons radio-mobiles ».

On retiendra, à l'intérieur du premier Groupe, présidé par M. l'Ingénieur Général VERNOTTE, plusieurs communications de la section d'astronomie, présidée par M. LAFFINEUR, relatives à la Radio astronomie. On retiendra également les communications du domaine des Mathématiques, de la Physique, et celles de la section Génie et Energie, présidée par M. le Général MANDAROUX, Directeur des Etudes à l'Ecole Technique Supérieure d'Electronique de l'Ouest, dont certaines étaient orientées vers les problèmes d'automatisation.

On peut estimer que les objectifs de l'AFAS d'interpénétration entre techniciens et chercheurs de diverses disciplines et de décentralisation, à l'occasion de ce congrès ont été pleinement réalisés.

Le Congrès AFAS pour 1960 se tiendra à Grenoble, en juillet, sous la présidence de M. Maurice PONTE, Directeur Général de la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.

NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.
Aoud Mohamed, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Thurin François Pouget Gauvan.
Arnaud Georges, Ingénieur	Segard Verhoye.
Baratoux Yves, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Vinck.
Bonifacio Robert, José, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Bramel de Clé-joulx Thurin.
Buttet Claude (de), élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section Radioélectricité)	Moussiegt Munier.
Carcassonne, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Paget.
Chenevier Pierre, élève à l'E.N.S.R. de Grenoble	Moussiegt Lancia.
Descazaux Roger, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section Radioélectricité)	Moussiegt Munier.
Estrabaud Stéphane, Service Recherches, Rochar-Electronique	Charbonnier Royer.
Fouassier Jean-Pierre, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Vinck.
Gaudaire Maurice, Licencié ès Sciences, Ingénieur Radio-E.S.E.	Mme Huter Gaussot.
Gormezano Joseph, Edgard, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Vinck.
Gourarier, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Vinck.
Guérin Jacques, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Quinet Vergely.
Huynh Thien Tung, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Thurin Bramel de Clé-joulx.
Jauset Daniel, André, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Pichon
Jean Philippe, André, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Cozenot.
Joguet Jean-Claude, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Pichon Cozenot.
Laspalles Claude, Agent technique radio-électricien	Léger Dupont.
Rerolle Jacques, Ingénieur E.N.S.E.G.	Chalhoub Tran Van Dang.
Rohou Robert, Marcel, Officier de l'Armée de l'Air	Pichon Cozenot.
Talvard Jean-Pierre, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot Cozenot.
Turck François, Jean, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot Cozenot.
Vignon, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Bourassin Vinck.
Angevin Bernard, Jean, Ingénieur à la Générale Aéronautique Marcel Dassault	Druesnes Vasseur.
Bensasson Albert, Ingénieur à la Société « La Radiotechnique »	Bourassin Vinck.
Bonatto Jean-Pierre, élève à l'E.N.R.E.A. de Clichy	Olivier Raux.
Bouchet Raymond, élève à l'E.N.R.E.A. de Clichy	Olivier Raux.
Bretagne Yves (de), élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Cherigier Robert, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Compere Henri, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Debarge Daniel, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Dubault Gérard, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Cozenot Gaussot.
Etienne Roland, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Foussier Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Cozenot.
Gautier Daniel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Gaussot.
Guiot Maurice, élève à l'E.N.R.E.A. de Clichy	Olivier Raux.
Jallade Michel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Cozenot.
Lenglart Pierre, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Menguy Régis, François, Roger, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Michel Marcel, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Miehe Albert, Joseph, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Cozenot.
Monteil Daniel, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Mme Huter.
Morand Jean, François, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique	Gaussot Cozenot.
Morin Jean-Claude, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Nappey Pierre, Albert, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Petit André, Technicien Radio, Ateliers de Montages Electriques	Poirot de Gouvenain.
Piponnier Jean, Ingénieur des Télécommunications, Direction des Services Radioélectriques	Deman Coutens.
Prevost Julien, Henri, Joseph, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Prevot Michel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure de Radioélectricité de Grenoble	Moussiegt Munier.
Reibel Guy, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.
Rettel Hervé, Agent Technique électronicien à la C.F.T.H.	Gueronnet Benzaken.
Santelli Pierre, Louis, Paul, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Cozenot.
Sapaly Jean, Assistant au Laboratoire Mécanique-Physique de la Sorbonne	Gaussot Cozenot.
Vaguelsy, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot Cozenot.
Vartanian Jacques, Ingénieur E.E.M.I. et E.S.E. à la Générale Aéronautique Marcel Dassault	Druesnes Vasseur.
Vitale Raymond, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Cozenot.
Wallez Pierre, élève à l'I.S.E.N.	Segard Verhoye.

INFORMATIONS

Balth VAN DER POL (1889-1959)

Nous avons le très grand regret d'annoncer le décès du Professeur Balth VAN DER POL survenu le 6 octobre de cette année.

La science radioélectrique perd un pionnier et un savant de réputation mondiale.

Après des études successivement faites à l'université d'Utrecht, à l'université de Londres (sous la direction de J.A. FLEMING) et à l'université de Cambridge (sous la direction de W.J. THOMSON) le professeur VAN DER POL commença sa brillante carrière comme assistant du professeur H.A. LORENTZ à la fondation Teyler, puis devint professeur d'électricité théorique à l'Université de Delft, et enfin le premier Directeur du Comité Consultatif International des Télécommunications à Genève de 1948 jusqu'en 1957 date à laquelle il prit sa retraite. Parallèlement il fut pendant 20 ans de 1922 à 1942 le chef puis le directeur des recherches radioélectriques à la S.A. PHILIPS.

Au cours d'une existence toute orientée vers les recherches approfondies du domaine de la radioélectricité, il prit la vice-présidence de l'Institute of Radio Engineers en 1934, et du Comité Technique de l'Organisation Internationale de Radiodiffusion en 1946. Il devint en 1946 membre de la Société Royale Hollandaise des Sciences, et en 1957 correspondant de l'Institut de France. Il était Chevalier de l'Ordre du Lion des Pays-Bas, Chevalier de l'ordre d'Orange-Nassau. La médaille d'Or VALDEMAR-POULSEN, la médaille de l'Institut of Radio Engineers, la présidence d'honneur de l'Union Radio Scientifique Internationale et le diplôme de docteur Honoris Causa de l'Université de Varsovie lui furent attribués.

S'il faut choisir parmi tant d'études de mathématiques ou de physique mathématique, le Professeur VAN DER POL restera aux yeux des membres de la Société des Radioélectriciens le pionnier et même le précurseur de la mécanique non linéaire pour ses travaux sur les oscillations de relaxation. On se rappelle en effet les deux étincelantes conférences qu'il fit sur ce sujet à la Société le 24 mai 1928 et le 11 mars 1930.

Le radioélectricien gardera le souvenir des travaux qu'il fit sur la propagation des ondes électromagnétiques, sur la génération de ces ondes, et sur les procédés de modulation.

Le mathématicien, parmi tant de travaux extrêmement variés qui vont des polynômes de Tchebycheff à l'arithmétique supérieure, gardera une profonde reconnaissance au professeur VAN DER POL d'avoir été l'un des premiers à donner au calcul opérationnel une base mathématique solide et une orientation pratique.

Il est impossible de résumer en si peu de mots une œuvre scientifique aussi variée et aussi considérable mais cette brève énumération permet de mesurer le vide que laisse la disparition de ce grand savant.

A ces dons scientifiques éminents, le professeur VAN DER POL joignait de rares qualités humaines. Ceux qui l'ont connu n'oublieront pas son affabilité et sa courtoisie souriante.

Sa perte sera cruellement ressentie par ses amis et par tous ses collègues.

A. ANGOT

COLLOQUE SUR LES FAISCEAUX HERTZIENS

Budapest, novembre 1959

L'Académie des Sciences de Hongrie a organisé du 10 au 13 novembre 1959, avec le concours de l'Institut de Recherches des Télécommunications de Hongrie (Tavközlesi Kutato Intézet), un colloque sur les faisceaux hertziens.

Ce colloque a eu lieu à Budapest dans une salle de l'Académie des Sciences, sous la présidence de M. Geza BOGNAR, membre de cette Académie, avec la participation d'ingénieurs allemands, américains, autrichiens, britanniques, français, soviétiques et tchèques ; les communications étaient présentées en hongrois, allemand, anglais ou russe, et simultanément traduites ou résumées dans les trois autres langues.

Les ingénieurs hongrois ont présenté un grand nombre de communications, dont un certain nombre relatives à l'équipement de faisceau hertzien GTT 4 000/600 récemment mis au point à l'Institut T.K.I. Ces communications concernaient les tubes et cristaux hyperfréquence : klystron (J. ERDELYI), tube à ondes progressives (T. BERCELLI), magnétron (A. BUDINCSEVICS), cristaux de silicium (T. HORVATH), phototron (un nouvel amplificateur moléculaire, par T. HOFFMANN) ; les circuits en guide d'ondes et les mesures en hyperfréquence : cavités résonnantes (J. TORMA), filtre coupe-bande (I. FRIGYES), étalon de puissance (E. ACS), mesure des TOS faibles (G. ALMASSY), mesure de la dispersion sur les lignes de retard (S. TOTH), isolateurs à ferrite à résonance (G. ENZSOL), isolateurs à déplacement de champ (T. PERES) ; les équipements de faisceau hertzien et équipements annexes : modulateur de fréquence (T. SARKANY), mélangeur de puissance (G. REITER), système de commutation automatique et de télésurveillance (M. HERPY), linéarisation des amplificateurs à large bande (N. SZABO) ; un système à impulsions modulées en position : impulsions fines de durée 100 ns (J. SCHMIDEG) et démodulation des impulsions (I. NEDBAL) ; enfin les distorsions subies par les signaux sur les faisceaux hertziens : interférences entre canaux radioélectriques (S. CSIBI), intermodulation dans les guides d'ondes (P. RONA), distorsions des signaux de télévision (G. PRIBELSZKY).

Parmi les communications d'ingénieurs étrangers, citons celles de MM. L. LEWIN (Londres) sur un système de réception multiple en hyperfréquence, et sur les liaisons à grande distance par guides d'ondes cylindriques, V.I. SIFOROV (Moscou) sur la théorie des communications, en particulier dans le cas de réception multiple, FORTUCHENKO (Moscou) sur le développement des faisceaux hertziens en U.R.S.S., J. C. SIMON (Paris) sur des essais de propagation à grande distance avec balayage rapide de fréquence dans une large bande, P. BECKMANN (Prague) d'une part, F. DU CASTEL (Paris) d'autre part, sur l'interprétation de la propagation au-delà de l'horizon à l'aide de réflexions multiples, A.V. PROCINE (Moscou) sur d'autres aspects de la propagation au-delà de l'horizon, H. SULANKE et H. DOBESCH (Berlin) sur les moments des fonctions du temps et de la fréquence.

En plus des séances au cours desquelles ont été présentées ces communications, des visites ont été organisées à la station hertzienne de Szechnyi hegy, où se trouve également l'émetteur de télévision de Budapest, et à l'Institut T.K.I. Ces visites ont permis de voir les matériels décrits dans les communications des ingénieurs hongrois, et de constater l'important et remarquable travail effectué par ces ingénieurs dans le domaine des faisceaux hertziens, en particulier les équipements de faisceau hertzien type GTT 4 000/600, qui fonctionnent dans la bande 3,8 - 4,2 GHz et transmettent un signal de télévision à 625 lignes ou 600 voies téléphoniques, en satisfaisant aux plus récentes recommandations du C.C.I.R.

M.T.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMMANDE CENTRALISÉE DE CIRCULATION FERROVIAIRE

La S.N.C.F. a choisi la ligne de Dole à Vallorbe pour un essai d'exploitation automatique, utilisant l'électronique.

Cette ligne assez accidentée, située dans une région à climat rude, comporte des tronçons successifs à double voie et à voie unique, toutes choses qui justifient le choix qui en a été fait.

Le poste de commande centralisée du trafic, installé provisoirement à Mouchard (la S.N.C.F. envisage de le reporter ultérieurement à Dijon) commande, par l'intermédiaire des postes de signalisation de gares (postes P.R.S. dits *postes tout relais à transit souple*), la totalité des itinéraires de la ligne.

Dans le câble de signalisation (isolé au polyéthylène et chrorure de vinyle) qui court le long de la voie, une paire de conducteurs de 2 mm de diamètre est utilisée pour la transmission des ordres du poste central vers les gares et les appareils sur le terrain et une paire identique pour la transmission des contrôles de la campagne vers le poste central. Sur le fantôme de ces deux paires s'effectue le transport du courant d'alimentation des installations de signalisation, et, notamment, des circuits de voie électroniques à fréquences musicales.

L'enclenchement de sens entre gares de voie unique est également électronique, à fréquences musicales.

Un *programmateur* placé au poste de commande centralisé permet d'enregistrer un certain nombre d'itinéraires, quatre par gare actuellement, et de lancer leur exécution sur le terrain au fur et à mesure de la progression des circulations.

La Société T.R.T. (Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques) a été chargée d'une part, de la construction du programmateur (première réalisation d'un dispositif de ce genre), ainsi que de la commande centralisée du trafic et de l'enclenchement de sens de voie unique sur le tronçon Mouchard-Frasne.

Tous ces matériels sont équipés uniquement de transistors.

Les essais d'endurance effectués à ce jour ayant donné satisfaction, la mise en service de l'ensemble des installations, y compris celle du programmateur, a été effectuée le 20 novembre 1959 sous la conduite de M. Robert LEVI, Directeur des Installations fixes à la Société Nationale des Chemins de Fer Français.

PHOTOMULTIPLICATEURS

Le département d'appareils photosensibles des Laboratoires Allen B. DU MONT a développé un tube à 14 étages à grande amplification. Son gain est d'environ 1 milliard (1 000 000 000). La photo-cathode de ce tube est en césium-antimoine et les dynodes sont en magnésium-argent. De plus, DU MONT a sorti deux séries complètes de tubes photomultiplicateurs de 3/4″ (6 étages) à 16″ (12 étages), avec dynodes soit en magnésium-argent, soit en césium antimoine. Pour la série en magnésium-argent, une sensibilité de 50 microampère par lumen avec amplification d'au moins 100 000 est garantie. Les photomultiplicateurs à césium-antimoine ont une amplification garantie de 600 000 qui dans quelques cas peut atteindre le million. Cependant, la construction en magnésium-argent s'est révélée plus stable.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser aux Etablissements RADIOPHON (50, rue du Faubourg Poissonnière, Paris-10e — Tél. PRO. 52-03).

COMMUNIQUÉS

L'ENSEIGNEMENT DES SERVO-MÉCANISMES A L'INSTITUT INDUSTRIEL DU NORD

Il a été créé, en octobre 1955, à l'Institut Industriel du Nord, une option *Electronique* dont les cours s'étendent sur la dernière année d'études.

En octobre 1958, par suite du succès rencontré par cet enseignement auprès des élèves, la section a été dédoublée en *Electronique générale* et *Servomécanismes*.

Ce dernier enseignement est en liaison étroite avec ceux des certificats d'études supérieures d'Electronique industrielle et d'Automatique appliquée de la Faculté des Sciences de Lille.

En plus de leur culture générale, les élèves-ingénieurs reçoivent ainsi une formation de nature à leur permettre de comprendre ou de concevoir les systèmes automatiques industriels se rattachant à des branches diverses de la science (électrique, électronique, hydraulique, pneumatique).

Avant l'étude des systèmes asservis et des organes spéciaux qui les composent, un support solide est nécessaire qui leur est donné dans leurs deux premières années d'études (formation en mathématiques, électrotechnique, électronique, mécanique et mécanique des fluides).

Les cours de la spécialité « Servomécanismes » (durée 1 h 15) sont pris en charge par des professeurs de l'Enseignement supérieur et se décomposent ainsi :

— Electronique générale (circuits et amplificateurs), 14 séances, M. LEBRUN, Maître de Conférences à la Faculté.

— Electronique industrielle (redresseurs, mutateurs), 14 séances, M. DEHORS, Professeur à la Faculté.

— Théories des asservissements (systèmes linéaires et non linéaires), 28 séances, M. DEHORS, Professeur à la Faculté.

— Organes des systèmes asservis (applications industrielles), 28 séances, M. DEHORS, Professeur à la Faculté.

— Electrotechnique (Analyse de Fourier, transitoires, lignes, 14 séances, M. ROUELLE, Professeur à la Faculté, Directeur de l'Institut Electromécanique.

— Asservissements hydromécaniques, 14 séances, M. MARTINOT-LAGARDE, Professeur à la Faculté, Directeur de l'Institut de Mécanique des fluides.

— Conférences sur la théorie de l'information et la cybernétique, 8 séances, M. KAMPÉ DE FERIET, Professeur à la Faculté.

Enfin, un projet de servomécanismes est proposé aux Elèves-Ingénieurs en fin d'année par M. CARPENTIER, Ingénieur de 1re classe de l'Air, à la Section Recherches et Essais du Service Technique des Télécommunications de l'Air.

A ces cours et conférences, s'ajoutent naturellement des problèmes, des exercices dirigés et des travaux pratiques (24 manipulations). Ces derniers sont, pour l'instant, effectués à la Faculté des Sciences (Institut Electromécanique), mais les études relatives à la création, à l'Institut Industriel, d'un important laboratoire d'application, sont en cours.

Pour tous renseignements, s'adresser :

— soit au Secrétariat de l'I.D.N., 17, rue Jeanne d'Arc, Lille (téléphone : 53.02.79).

— soit à l'Institut Electromécanique, 10, Boulevard Louis-XIV, Lille (téléphone : 53.11.10).

WRH

L'ENSEIGNEMENT DU GÉNIE ATOMIQUE A GRENOBLE

La création à Grenoble, en 1955, d'un enseignement spécial de génie atomique correspondait au besoin urgent de former les jeunes spécialistes d'une industrie naissante, à la fois complexe et appelée à une évolution rapide.

Un an auparavant, le Commissariat à l'Energie Atomique (C.E.A.) avait déjà répondu partiellement à cette nécessité en ouvrant à Saclay l'Institut National des Sciences et Techniques Nucléaires (I.N.S.T.N.), qui s'adresse principalement aux ingénieurs provenant des industries privées ou nationales. Le Génie Atomique de Grenoble (G.A.G.) par contre, dont l'enseignement est placé à la fois sous l'autorité de l'Université de Grenoble et du C.E.A., reçoit uniquement des jeunes ingénieurs nouvellement sortis d'une Grande Ecole. Si bien que ces deux écoles de génie atomique ne se concurrencent nullement et à aucun moment ne font double emploi. Leurs recrutements assez différents leur permettent de se compléter harmonieusement. Cette harmonie a d'ailleurs trouvé récemment son plus bel épanouissement puisqu'il a été décidé que les ingénieurs du G.A.G. recevraient également le diplôme d'Ingénieur en Génie Atomique de l'I.N.S.T.N.

Un enseignement aussi complexe et aussi nouveau que celui du génie atomique ne peut pas se construire d'un seul coup de plume. Le G.A.G., qui reçoit chaque année environ 25 élèves provenant d'horizons les plus divers (Polytechnique, Centrale, Sup. Aéro., I.E.G., A. et M., E.S.E., ...) qui n'ont pas encore eu d'emplois dans l'Industrie ou la Recherche, n'a pas encore acquis son cadre tout à fait définitif. Mais des principes fondamentaux, destinés à assurer la solidité de la formation qui y est donnée ont été admis par tous.

L'admission se fait uniquement sur titre. Les candidats doivent être diplômés d'une Grande Ecole d'Ingénieurs. Les études limitées à 1 an sont sanctionnées par un diplôme d'I.N.S.T.N. *Mention Grenoble.*

Un enseignement uniquement basé sur les pratiques actuelles est rendu impossible par l'évolution rapide des techniques nucléaires. Aussi, parmi les principes fondamentaux auxquels nous faisions allusion ci-dessus, on a retenu la nécessité de donner aux élèves une solide formation de physique moderne, physique nucléaire, neutronique théorique et expérimentale, qui seule leur permettra de suivre l'évolution de leur futur domaine et de s'adapter rapidement à toutes les nouveautés. Cet enseignement de base est étayé par de nombreux travaux pratiques de physique nucléaire, d'électronique et de neutronique. Un appareillage moderne, comprenant des accélérateurs et une pile sous critique, la proximité du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble qui accepte de mettre sa pile piscine MÉLUSINE au service de l'enseignement du G.A.G., offrent aux élèves un choix incomparable de manipulations.

Toutes les techniques nécessaires à un ingénieur en génie atomique sont abordées pendant l'année, soit sous forme de cours, soit sous forme de conférences présentées par des ingénieurs et chercheurs du C.E.A. et de l'industrie.

Enfin, pour terminer l'année, un projet est remis aux élèves groupés par quatre ; ce projet consiste en l'étude complète d'un réacteur, ou en la réalisation d'une mesure délicate de physique nucléaire, pouvant nécessiter l'emploi d'un accélérateur de particules.

Sans vouloir entrer dans le détail, voici une présentation de l'organisation de l'enseignement.

Les élèves peuvent choisir entre deux options : option réacteur et option physique nucléaire-accélérateurs. L'enseignement de ces deux options reste souvent commun et général. Ce n'est qu'au second semestre que se fera sentir la différence. Les diplômes décernés en fin d'année sont absolument identiques. Les cours fondamentaux sont au nombre de cinq pour les deux options :

— physique nucléaire — physique théorique (relativité, statistique, mécanique quantique et ondulatoire) — neutronique et technique des réacteurs, accélérateurs de particules — dynamique des ions — électronique.

Pour l'option réacteur, il faudra ajouter à ces cinq disciplines des cours de :

— servomécanismes — transferts thermiques et mécanique des fluides.

En plus, l'enseignement comprendra des cours dits secondaires, mais nécessaires :

— séparation des isotopes — métallurgie (combustibles nucléaires, matériaux de structure) — chimie des radioéléments, utilisation des radioéléments — radiobiologie — protection — conférences sur des sujets techniques devant faciliter les études des projets.

Enfin, notons les travaux pratiques de :

— physique nucléaire et accélérateurs — neutronique — électronique.

et les visites et stages à Saclay, Marcoule, Chinon et au C.E.R.N.

Pour tous renseignements concernant cet enseignement et dépôts des candidatures, écrire à M. le Directeur du Génie Atomique, Institut Polytechnique, 46, avenue Félix-Viallet, Grenoble (Isère).

Toutes ces disciplines encore non classiques doivent attirer vers la G.A.G. les candidatures des jeunes Ingénieurs désireux de se placer en tête de la technique, mais ce désir va réclamer de leur part un effort constant et un important travail durant toute l'année.

Cependant, le site particulier de Grenoble leur permettra chaque semaine, de sains délassements sur les pentes enneigées ou sur les rochers ensoleillés qui entourent la ville.

J.D.

TROISIÈME CONFÉRENCE INTERNATIONALE D'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE OLYMPIA, LONDRES, 21-27 JUILLET 1960

La Section Electronique et Communications de l'Institution of Electrical Engineers, en coopération avec la Fédération Internationale d'Electronique Médicale, organise la 3e Conférence Internationale d'Electronique Médicale qui se tiendra à Olympia, Londres, du 21 au 27 juillet 1960.

Les sujets traités comprendront en particulier : les applications à la recherche spatiale, les aides pour les personnes atteintes de surdité totale, la commande automatique des membres artificiels et de l'action cardiaque, les techniques utilisant des pilules contenant des émetteurs radioélectriques miniatures.

En liaison avec la Conférence, l'Institution of Electrical Engineers patronne une Exposition Scientifique Internationale qui se tiendra à Olympia en même temps que la Conférence. A cette Exposition, des organismes de recherche, des universités, des hôpitaux et des organismes industriels du monde entier travaillant dans ce domaine important exposeront leurs dernières réalisations.

La Conférence est organisée de façon à réunir des membres du corps médical et de la technique électrique, de manière à permettre à chacun de mieux comprendre les problèmes de l'autre ; outre les Sessions destinées aux experts, il y aura aussi des Sessions générales pour permettre à ceux qui ne travaillent pas actuellement dans l'Electronique Médicale d'entendre des Conférences d'ensemble sur le sujet, d'évaluer les applications pratiques et de discuter les possibilités futures. Compte-tenu des nombreux progrès récents, effectués tant par l'électronique que par la médecine, les membres des professions estiment de façon générale que des discussions sur l'Electronique Médicale peuvent beaucoup pour faire progresser le diagnostic et la thérapeutique dans de nombreux domaines de la médecine.

On pourra obtenir des informations complémentaires auprès du Secrétaire de l'Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London, W.C. 2.

SÉANCES DU CENTRE ÉCONOMIQUE ET SOCIAL DE PERFECTIONNEMENT DES CADRES

VIIIe Session

Le jeudi, à 21 heures, Salle des Conférences de la C.G.C., 30, rue de Gramont, Paris (2e)-(3e étage).

CYCLE II G

Psychosociologie des Groupes de Travail :

Recherches et Applications

7 Janvier 1960 : 1. *La perception d'autrui dans les relations de travail.* — M. Jean-Marie LEMAINE, Attaché de Recherches au C.N.R.S. (Laboratoire de Psychologie sociale de la Sorbonne)

14 Janvier 1960 : 2. *Les structures de communication à l'intérieur des groupes* — M. Claude FLAMENT, Attaché de Recherches au C.N.R.S. (Laboratoire de Psychologie expérimentale et comparée de la Sorbonne).

21 Janvier 1960. 3. *Coopération, compétition et comportement influent dans les petits groupes de travail.* — M. Roger LAMBERT, Attaché de Recherches au C.N.R.S. (Centre d'Etudes sociologiques et Laboratoire de Psychologie sociale de la Sorbonne).

28 Janvier 1960 : 4. *Les relations d'autorité et la conduite du groupe.* — M. Claude FAUCHEUX, Attaché de Recherches au C.N.R.S.

4 Février 1960 : 5. *Le problème de l'examen de la personnalité et la sélection des cadres.* — M. François GAUCHET, Chef du Service de Psychologie Appliquée de l'Association Française pour l'Accroissement de la Productivité.

L'Assistance est libre.

ERRATUM

Etude théorique et fonctionnement physique d'un intégrateur logarithmique, par R. G. NICOLO, L'Onde Electrique, octobre 1959, pages 816 et suivantes.

Formules. Lire·

(3) $$V_{x-y}(t) = E\frac{C_2}{C_1+C_2}\left[1-e^{-t\left(\frac{1}{\theta_1}+\frac{1}{\theta_2}\right)}\right]$$

(4) $$V_{y-0}(t) = E\frac{C_1}{C_1+C_2}\left[1-e^{-t\left(\frac{1}{\theta_1}+\frac{1}{\theta_2}\right)}\right]$$

(5) $$t \gg \frac{\theta_1\theta_2}{\theta_1+\theta_2}$$

Fig. 5 gauche $$\equiv E\frac{C_1}{C_1+C_2}\left[1-e^{-t\left(\frac{1}{\theta_1}+\frac{1}{\theta_2}\right)}\right]$$

— Page 816. Col. 2. Ligne suivant la formule (4)
Au lieu de $\theta_2 = R_{a1}C_2$ *lire* $\theta_2 = R_{d1}C_2$

— Page 818. Col. 1. Ligne 5
Au lieu de « Cas de la figure 6 » *lire* « cas de la figure 7 »

— Page 818. Col. 2. Titre du Chap. 4
Au lieu de « (Fig. 7) » *lire* « (Fig. 8) »

— Page 818. Col. 2 — Titre du Chap. 5
(Même correction)

— Page 822. Col. 1. Ligne 8
Au lieu de « Figure 13 » *lire* « Figure 15 »

TABLE DES MATIÈRES

VOLUME XXXIX ANNÉE 1959 NUMÉROS 382-393

I. ARTICLES. — CLASSEMENT PAR MATIÉRES

Les rubriques auxquelles on se réfère sont inscrites ci-dessous par ordre alphabétique

1. — Acoustique et basses fréquences.
2. — Circuits et réseaux.
3. — Détection électromagnétique. — Aides à la navigation.
4. — Electronique appliquée : calculateurs électroniques, électronique industrielle.
5. — Electronique nucléaire. — Application de l'énergie atomique.
6. — Equipements et systèmes de télécommunication et de radiodiffusion.
7. — Matériaux et pièces détachées.
8. — Mesures et appareillages de mesures.
9. — Propagation des ondes.
10. — Radio-astronomie. — Radioélectricité naturelle. — Géophysique.
11. — Rayonnement électromagnétique. — Aériens. — Lignes de transmission.
12. — Semi-conducteurs. — Diodes. — Transistors.
13. — Télévision.
14. — Tubes à vide.
15. — Divers.

TITRE DES ARTICLES	AUTEURS	PAGE	MOIS
1. — Acoustique et basses fréquences			
Microphones spéciaux pour milieux bruyants	J. BELLUGUE	129	Février.
2. — Circuits et réseaux			
Etudes théorique et fonctionnement physique d'un intégrateur logarithmique	R.G. NICOLO	816	Octobre.
4. — Electronique appliquée : calculateurs électroniques, électronique industrielle			
Amplificateurs à large bande à transistors	J. DEZOTEUX	726	Septembre.
Convertisseur continu-continu régulé à transistors	M.A. TAILLEUR	795	Octobre.
5. — Electronique nucléaire. — Applications de l'énergie atomique			
Alimentation de l'électro-aimant de Saturne	R. BELNA P. DEBRAINE P. RICATEAU R. KLEIN	479	Juin.
Amplificateur de courant continu de 400 A à transistors	V. GOURSKY P. GUTMANN	564	Juin.
Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître oscillateur de Saturne	A. GABET	564	Juin.
Chambre à bulles à hydrogène de 3 litres	J. MARTIN	530	Juin.
Cibles à hydrogène liquide	J. MEYER P. PRUGNE M. MARQUET M. BOUGON	615 612	Juin. Juin.
Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron	G. DELYON G. GOMEZ Y. LESCROEL A. PIERROT	556	Juin.
Commandes et contrôles de Saturne	P. DEBRAINE R. SEGALAS R. LOCQUE	568	Juin.
Conception de l'aimant de Saturne	G. BRONCA H. BRUCK G. GENDREAU J. HAMELIN G. NEYRET J. PARAIN M. SALVAT	445	Juin.

Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne	P. CANDES H. JOFFRE A. STIRLING	591	Juin.
Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne	M. DAGAI J. LECOMTE G. RASTOIX	526	Juin.
Electro-aimants pour l'utilisation de Saturne	B. TSAI H. DESPORTES	605	Juin.
Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay	J.C. BRISSON J.F. DETŒUF P. FALK-VAIRANT B. THEVENET G. VALLADAS L. VAN ROSSUM	626	Juin.
Etude de construction, fabrication et montage de l'électro-aimant de Saturne	G. ARMAND J. LUTZ	450	Juin.
Etude de l'injection dans Saturne	G. BRONCA H. BRUCK G. GENDREAU M. SALVAT	492	Juin.
Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne	G. BRONCA H. BRUCK J. HAMELIN G. NEYRET J. PARAIN	463	Juin.
Expérience à la chambre de Wilson effectuée par le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique auprès de l'accélérateur Saturne au C.E.N. de Saclay	A. ASTIER	630	Juin.
Fondation du synchrotron Saturne à Saclay	R. VINARD M. DE LAMOTTE	596	Juin.
Introduction (Le Synchrotron à Protons Saturne du C.E.N. de Saclay)	R. LEVY-MANDEL R. MAILLET S.D. WINTER	428	Juin.
La cavité accélératrice de Saturne	J. LECOMTE R.J. LE GARDEUR J. TAILLET	543	Juin.
La chambre à bulles à liquide lourd du Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytecbnique	A. LAGARRIGUE	621	Juin.
La Chambre à vide du synchrotron de Saclay	G. ARMAND R. LE QUINIO F. PREVOT	512	Juin.
La détection du faisceau de Saturne	J.C. MARCHAIS M.Y. ROMAIN G. ROMMEL	582	Juin.
L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne	V. GLAUDE B. LEVY G. LEPROUX	560	Juin.
Le budget de Saturne	R. MAILLET R. FLORENT	633	Juin.
Le cadencement de Saturne	R. CHARBONNIER P. DEBRAINE G. RASTOIX R. SEGALAS	575	Juin
Le dispositif accélérateur de Saturne	J. TAILLET	523	Juin.
L'expérimentation auprès de Saturne	A. BERTHELOT	603	Juin.
Le maître-oscillateur de Saturne	B. CHIRON R. SCHOEN	537	Juin.
Les alimentations en courant continu et en eau de réfrigération des aimants d'expérimentation et des bobines des grands appareils de physique	P. STICKEL R. GOUIRAN	608	Juin.
Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	A. CHONEZ A. GABET E. LABOIS P. LEROND G. RASTOIX J. TAILLET	473	Juin.
Les murs de protection du synchrotron Saturne	Y. DUVAUX F. DUBOIS P. STICKEL F. PENET	588	Juin.
L'injecteur de Saturne	R. VIENET	487	Juin.
L'installation de contrôle du réacteur aquilon	G. FRIEDLING	46	Janvier.
Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium	R. BIBRON	40	Janvier.
Programme de construction de chambres à bulles à hydrogène du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie	P. PRUGNE	623	Juin.
Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron	H. BRUCK G. GENDREAU M. SALVAT	505	Juin.
Une chambre à bulles à propane de 16 litres	A. ROGOZINSKI	617	Juin.

6. — Equipements et systèmes de télécommunication et de radiodiffusion

Contribution à l'étude des ferrites pour leur emploi en U.H.F.	A. Vassiliev	207	Mars.
Description et particularités techniques des équipements de faisceau hertzien type FH 625	M. Blaise P. Oger	281	Avril.
Eléments de circuits hyperfréquence non réciproques utilisant les ferrites	R. Dessert	215	Mars.
Equipements de faisceaux hertziens dans la bande 3 800-4 200 MHz	J. Dascotte	769	Octobre.
Equipement de faisceau hertzien type PF 120 pour 120 voies téléphoniques	M. Koreicho	293	Avril.
Etude et réalisation d'aiguillages par filtres en anneaux pour faisceaux hertziens	M. Clement	175	Mars.
Ferrites a faibles pertes en hyperfréquence	W. Kagan R. Vautier	202	Mars.
Ferrites pour isolateurs a résonance dans la bande des 1 700/2 300 Mc/s	E.M. Hickin J.F. Werner J.M. Sidwel	233	Mars.
Filtres d'aiguillage hyperfréquence	P. Marié	189	Mars.
Filtres de branchement pour faisceaux hertziens à 4 000 MHz	R. Havot	180	Mars.
Filtre d'embranchement à guide d'ondes circulaire	S. Kawazu	186	Mars.
Isolateurs coaxiaux et en guides d'ondes basés sur le principe de la résonance transversale dans les ferrites	A. Micaelian	222	Mars.
Isolateurs en ferrite dans la bande des 8 et 9 mm	H.G. Beljers	231	Mars.
Les textes du C.C.I.R. concernant les faisceaux hertziens	M. Thué	939	Décembre.
Liaison de surveillance destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité	M. Blaise P. Oger	309	Avril.
Mélangeurs haut et bas-niveau pour faisceau hertzien	R. Bergere	245	Mars.
Modulation et amplitude à l'aide d'un klystron-reflex de l'énergie hyperfréquence transmise sur un guide d'onde	R. Metivier P. Audoin	250	Mars.
Nouveaux développements dans les applications en hyperfréquence de matériaux ferro-magnétiques et ferro-électriques	F.R. Morgenthaler	241	Mars.
Problèmes particuliers aux matériels de transmission à bande latérale unique (B.L.U.)	K. Gilabert	715	Septembre.
Système de faisceau hertzien à 60-120 voies téléphoniques	J.D. Koenig	305	Avril.
Un filtre U.H.F. à faibles pertes pour liaisons hertziennes « Transhorizon »	S. Drabovitch	195	Mars.

7. — Matériaux et pièces détachées

Blocs fonctionnels à transistors	B. Vigneron	88	Février.
Condensateurs au tantale à électrolyte solide	R. Aries	399	Mai.
Les condensateurs électrolytiques au tantale à électrolyte solide	Nguyen Thien-Chi	125	Février.
Moteurs à bobinages imprimés pour servomécanismes à hautes performances	J. Henry-Baudot	133	Février.
Quelques aspects de la fabrication des quartz	J. Lattard	116	Février.
Traversées hermétiques isolantes en verre fritté	A. Liguet	739	Septembre.

8. — Mesures et appareillages de mesures

Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs à semi-conducteurs	S. Guennou	733	Septembre.
La mesure des courants continus faibles par amplificateurs à couplage direct	G. Friedling	329	Avril.
Un interféromètre à mode d'ordre supérieur	José I. Caicoya	321	Avril.

9. — Propagation des ondes

L'émission radioélectrique des satellites artificiels — Applications à la connaissance de l'Ionosphère	E. Vassy	647	Juil.-Août.
Mesures sur l'effet Doppler-Fizeau des satellites artificiels	G. Boudouris J. Bournazel E. Vassy	934	Décembre.

10. — Radio-astronomie. — Radioélectricité naturelle. — Géophysique

L'écoute des satellites artificiels au Centre R.T.F. de Limours	G. Armier	654	Juil.-Août.
L'émission radioélectrique des satellites artificiels — Applications à la connaissance de l'ionosphère	E. Vassy	647	Juil.-Août.

11. — Rayonnement électromagnétique. — Aériens. — Lignes de transmission

Le rayonnement infrarouge et ses applications pratiques	O. Deutschbein	835	Novembre.
Les antennes dans l'espace	M.G. Chatelain	785	Octobre.

12. — Semi-conducteurs. — Diodes. — Transistors

Amplificateurs à large bande à transistors	J. Dezoteux	726	Septembre.
Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs à semi-conducteurs	S. Guennou	733	Septembre.
Application des procédés de photogravure au dépôt de contacts métalliques sur les semi-conducteurs	P. Michelet J. Vareine	858	Novembre.
Blocs fonctionnels à transistors	B. Vigneron	88	Février.

Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor du type drift	J. MERCIER	869	Novembre.
Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor de type drift (*fin*)	J. MERCIER	897	Décembre.
Etude d'un transistor haute fréquence de type « drift »	J. GROSVALET	68	Février.
Fabrication industrielle de dispositifs semi-conducteurs	F. TOUTAIN	61	Février.
L'effet Hall dans les semiconducteurs et ses possibilités d'application	L. KOCH (Mme) G. LAMBERT	32	Janvier.
Transistrons au germanium N.P.N. par double diffusion	R. DESCHAMPS	74	Février.

13. — Télévision

De la télévision en noir et blanc à la télévision en couleurs	SANTOS DINTZNER	823	Octobre.
Générateur transistorisé de signaux de base de télévision au standard 819 lignes	J. BORNE	100	Février.
La Télévision sous-marine	J. BEAUGRAND A. GRUGET M. SIVIRINE	742	Septembre.
Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites	L. GOUSSOT	352	Mai.
Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites (*suite et fin*)	L. GOUSSOT	690	Juil.-Août.
L'équipement de télévision médicale en couleurs	M. FAVREAU J. SOFFER	665	Juil.-Août.
Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Française Thomson-Houston, 300 milliwatts (TH-T 669) et 3 watts (TH-T 670)	M. NADEAU	368	Mai.
Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil	M. BOXBERGER	362	Mai.
Matériel professionnel de télévision en couleurs utilisant l'analyse trichrome simultanée	A. NEPOMIASTCHY	680	Juil.-Août.
Note sur la réduction de la quantité d'information contenue dans une image de télévision	A.V.J. MARTIN	686	Juil.-Août.
Progrès dans le domaine du reportage télévisé. Un nouvel ensemble de prise de vues ultra-léger	R. CAHEN R. FONTENIT	673	Juil.-Août.
Problèmes pratiques relatifs à l'insertion de signaux types dans l'effacement vertical en télévision	J. TASSO	374	Mai.
« Signaux types » et régimes transitoires en Télévision	L. BOURASSIN	7	Janvier.

14. — Tubes à vide

Carcinotrons du type O fonctionnant sur une longueur d'Onde de 2 mm	M. YEOU-TA	789	Octobre.
Influence du courant de grille sur les oscillations d'une triode	L. SIDÉRIADES J. BITOUN	810	Octobre.
Klystrons de puissance élevée en impulsions utilisant une grande pervéance	P. PALLUEL G. KANTOROWIEZ	109	Février.
Les Magnétrons industriels	Mlle CAGNAC	723	Septembre.
L'utilisation de la céramique dans la fabrication des tubes électroniques et répercussions sur les conditions actuelles d'emploi	J. MONTGAILLARD	103	Février.
Un nouveau tube électronique à large bande	T. KOJIMA	876	Novembre.

15. — Divers

Antiparasitage des machines électriques de petite puissance	J. CANTENER R. MICLO	138	Février.
Convertisseur continu-continu régulé à transistors	M.A. TAILLEUR	795	Octobre.
Diagrammes de résolution de la fonction hyperbolique complexe $\frac{th\ Te^{\gamma\tau}}{Te^{\gamma\tau}}$ appliquée à la détermination de constantes diélectriques en hyperfréquences	Madeleine FELDEN Marceau FELDEN	754	Septembre
La méthode des nombres combinatifs dans l'étude du champ électromagnétique	P. ZLATEV	908	Décembre.
Le rayonnement infrarouge et ses applications pratiques	O. DEUTSCHBEIN	835	Novembre.
Le silicium dans les optiques infrarouge	R. ARIES E. LABIN	854	Novembre.
Les textes du C.C.I.R. concernant les faisceaux hertziens	M. THUÉ	939	Décembre.
Les transformateurs d'images, applications en photographies ultra-rapides	R. GALINARO	863	Novembre.
Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium	R. BIBRON	40	Janvier.
Moteurs à bobinages imprimés pour servomécanismes à hautes performances	J. HENRY-BAUDOT	133	Février.
Perfectionnement aux oscillateurs à quartz de haute stabilité	P. VOVELLE	385	Mai.
Quelques aspects actuels de la recherche opérationnelle	J. BOUZITAT	802	Octobre.
Quelques aspects théoriques et pratiques des jeux de stratégie	J. BOUZITAT	913	Décembre.
Système de poursuite automatique sur informations discontinues	J. CLERGUE	345	Mai.
Systèmes filtrants à couches multiples utilisés en infrarouge	M. BARCHEWITZ M. GAUTIER	845	Novembre.
Un équipement de télémesure pour fusée ou ballon-sonde	D. ECKHARTT	660	Juil.-Août.
Un pilote à haute stabilité : le synchro-compteur	L. BERMAN	392	Mai.

II. ARTICLES. — CLASSEMENT PAR NOMS D'AUTEURS

AUTEUR	TITRE DES ARTICLES	PAGE	MOIS
ARMAND G.	La chambre à vide du synchrotron de Saclay	512	Juin.
	Etude de construction, fabrication et montage de l'électro-aimant de Saturne	450	Juin.
ARMIER G.	L'écoute des satellites artificiels au Centre R.T.F. de Limours	654	Juil.-Août.
ARIES R.	Condensateurs au tantale à électrolyte solide	399	Mai.
	Le Silicium dans les optiques infrarouge	854	Novembre.
AUDOIN P.	Modulation en amplitude à l'aide d'un klystron-reflex de l'énergie hyperfréquence transmise sur un guide d'onde	250	Mars.
ASTIER A.	Expérience à la chambre de Wilson effectuée par le Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique auprès de l'accélérateur Saturne au C.E.N. de Saclay	630	Juin.
BARCHEWITZ M.	Systèmes filtrants à couches multiples utilisés en infrarouge	845	Novembre.
BEAUGRAND	La Télévision sous-marine	742	Septembre.
BELJERS H.G.	Isolateurs en ferrite dans la bande des 8 et 9 mm	231	Mars.
BELLUGUE J.	Microphones spéciaux pour milieux bruyants	129	Février.
BELNA R.	Alimentation de l'électro-aimant de Saturne	479	Juin.
BERGERE R.	Mélangeurs haut et bas-niveau pour faisceau hertzien	245	Mars.
BERMAN L.	Un pilote à haute stabilité : le synchro-compteur	392	Mai.
BERTHELOT A.	L'expérimentation auprès de Saturne	603	Juin
BIBRON R.	Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium	40	Janvier.
BITOUN J:	Influence du courant de grille sur les oscillations d'une triode	810	Octobre.
BLAISE M.	Description et particularités techniques des équipements de faisceau hertzien type FH 625	281	Avril.
	Liaison de surveillance destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité	309	Avril.
BORNE J.	Générateur transistorisé de signaux de base de télévision au standard 819 lignes	100	Février.
BOUDOURIS G.	Mesures sur l'effet Doppler-Fizeau des satellites artificiels.	934	Décembre.
BOUGON M.	Cibles à hydrogène liquide	612	Juin.
BOURASSIN L.	« Signaux types » et régimes transitoires en Télévision	7	Janvier.
BOURNAZEL J.	Mesures sur l'effet Doppler-Fizeau des satellites artificiels	934	Décembre.
BOUZITAT J.	Quelques aspects actuels de la recherche opérationnelle	802	Octobre
	Quelques aspects théoriques et pratiques des jeux de stratégie	913	Décembre.
BOXBERGER M.	Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil	362	Mai.
BRISSON J.C.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.
BRONCA G.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude de contrôle magnétique du synchrotron Saturne	463	Juin.
	Etude de l'injection dans Saturne	492	Juin.
BRUCK H.	Etude et contrôle magnétique du synchrotron Saturne	463	Juin.
	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude de l'injection dans Saturne	492	Juin.
	Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron	505	Juin.
CAGNAC Melle	Les magnétrons industriels	723	Septembre.
CAHEN R.	Progrès dans le domaine du reportage télévisé. Un nouvel ensemble de prise de vues ultra-léger	673	Juil.-Août.
CAICOYA J.I.	Un interféromètre à mode d'ordre supérieur	321	Avril.
CANDES P.	Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne	591	Juin.
CANTENER J.	Antiparasitage des machines électriques de petite puissance	138	Février.
CHARBONNIER R.	Le cadencement de Saturne	575	Juin.
CHATELAIN M.G.	Les antennes dans l'espace	785	Octobre.
CHIRON B.	Le maître-oscillateur de Saturne	537	Juin.
CHONEZ A.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin
CLÉMENT M.	Etude et réalisation d'aiguillages par filtres en anneaux pour faisceaux hertziens	175	Mars.
CLERGUE J.	Système de poursuite automatique sur informations discontinues	345	Mai.
DAGAI M.	Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne	526	Juin.
DASCOTTE J.	Equipements de faisceaux hertziens dans la bande 3 800 - 4 200 MHz	769	Octobre.
DEBRAINE P.	Alimentation de l'électro-aimant de Saturne	479	Juin.
	Commandes et contrôles de Saturne	568	Juin.
	Le cadencement de Saturne	575	Juin.
DELYON G.	Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron	556	Juin.
DESCHAMPS R.	Transistrons au germanium N.P.N. par double diffusion	74	Février.
DESPORTES H.	Electro-aimants pour l'utilisation de Saturne	605	Juin.
DESSERT R.	Eléments de circuits hyperfréquence non réciproques utilisant des ferrites.	215	Mars.
DETOEUF J.F.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.
DEUTSCHBEIN O.	Le rayonnement infrarouge et ses applications pratiques	835	Novembre.
DEZOTEUX J.	Amplificateurs à large bande à transistors	726	Septembre.
DINTZNER	De la télévision en noir et blanc à la télévision en couleurs	823	Octobre.
DRABOVITCH S.	Un filtre U.H.F. a faibles pertes pour liaisons hertziennes « Transhorizon »	195	Mars.
DUBOIS F.	Les murs de protection du synchrotron Saturne	588	Juin.
DUVAUX Y.	Les murs de protection du synchrotron Saturne	588	Juin.
ECKHARTT D.	Un équipement de télémesure pour fusée ou ballon-sonde	660	Juil.-Août.
FALK-VAIRANT P.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.

FAVREAU M.	L'équipement de télévision médicale en couleurs	665	Juil.-Août.
FELDEN Madeleine FELDEN Marceau	Diagrammes de résolution de la fonction hyperbolique complexe $\frac{\text{th } Te^{\gamma\tau}}{Te^{\gamma\tau}}$ appliquée à la détermination de constantes diélectriques en hyperfréquences	754	Septembre.
FLORENT R.	Le budget de Saturne	633	Juin.
FONTENIT R.	Progrès dans le domaine du reportage télévisé. Un nouvel ensemble de prises de vues ultra-léger	673	Juil.-Août.
FRIEDLING G.	L'installation de contrôle du réacteur Aquilon	46	Janvier.
	La mesure des courants continus faibles par amplificateurs à couplage direct	329	Avril.
GABET A.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin.
	Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne	530	Juin.
GALINARO R.	Les transformateurs d'images, applications en photographies ultra-rapides	863	Novembre.
GAUTIER M.	Systèmes filtrants à couches multiples utilisés en infrarouge	845	Novembre.
GENDREAU G.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude de l'injection dans Saturne	492	Juin.
	Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron	505	Juin.
GILABERT K.	Problèmes particuliers aux matériels de transmissions à bande latérale unique (B.L.U.)	715	Septembre.
GLAUDE V.	L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne	560	Juin.
GOMEZ G.	Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron	556	Juin.
GOUIRAN R.	Les alimentations en courant continu et en eau de réfrigération des aimants d'expérimentation et des bobines des grands appareils de physique	608	Juin.
GOURSKY V.	Amplificateur de courant continu de 400 A à transistors	564	Juin.
GOUSSOT L.	Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites	352	Mai.
	Le brouillage des images de télévision par les signaux parasites (*suite et fin*)	690	Juil.-Août.
GROSVALET J.	Etude d'un transistor haute fréquence de type « drift »	68	Février.
GRUGET A.	La Télévision sous-marine	742	Septembre.
GUENNOU S.	Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs à semi-conducteurs	733	Septembre.
GUTMANN P.	Amplificateur de courant continu de 400 A à transistors	564	Juin.
HAMELIN J.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne	463	Juin.
HAVOT R.	Filtres de branchement pour faisceaux hertziens 4 000 MHz	180	Mars.
HENRY-BAUDOT J.	Moteurs à bobinages imprimés pour servomécanismes à hautes performances	133	Février.
HICKIN E.M.	Ferrites pour isolateurs à résonance dans la bande des 1 700/2 300 Mc/s	233	Mars.
JOFFRE H.	Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne	591	Juin.
KAGAN W.	Ferrites à faibles pertes en hyperfréquence	202	Mars.
KANTOROWIEZ G.	Klystrons de puissance élevée en impulsions utilisant une grande pervéance	109	Février.
KAWAZU S.	Filtre d'embranchement à guide d'ondes circulaire	186	Mars.
KLEIN R.	Alimentation de l'électro-aimant de Saturne	479	Juin.
KOCH L. (Mme)	L'effet Hall dans les semi-conducteurs et ses possibilités d'application	32	Janvier.
KOENIG J.D.	Système de faisceau hertzien à 60-120 voies téléphoniques	305	Avril.
KOJIMA T.	Un nouveau tube électronique à large bande	876	Novembre.
KOREICHO M.	Equipement de faisceau hertzien type PF 120 pour 120 voies téléphoniques	293	Avril.
LABOIS E.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin.
LABIN E.	Le silicium dans les optiques infrarouge	854	Novembre.
LAGARRIGUE A.	La chambre à bulles à liquide lourd du Laboratoire de Physique de l'Ecole Polytechnique	621	Juin.
LAMBERT G.	L'effet Hall dans les semi-conducteurs et ses possibilités d'application	32	Janvier.
LAMOTTE M. (DE)	Fondation du synchrotron Saturne à Saclay	596	Juin.
LATTARD J.	Quelques aspects de la fabrication des quartz	116	Février.
LECOMTE J.	Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne	526	Juin.
	La cavité accélératrice de Saturne	543	Juin.
LE GARDEUR R.J.	La cavité accélératrice de Saturne	543	Juin.
LEPROUX G.	L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne	560	Juin.
LE QUINIO R.	La chambre à vide du synchrotron de Saclay	512	Juin.
LEROND P.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin.
LESCROEL Y.	Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron	556	Juin.
LEVY B.	L'amplificateur haute-fréquence du dispositif accélérateur de Saturne	560	Juin.
LIGUET A.	Traversées hermétiques isolantes en verre fritté	739	Septembre.
LOCQUE R.	Commandes et contrôles de Saturne	568	Juin.
LUTZ J.	Etude de construction, fabrication et montage de l'électro-aimant de Saturne	450	Juin.
MAILLET R.	Le budget de Saturne	633	Juin.
MARCHAIS J.C.	La détection du faisceau de Saturne	582	Juin.
MARIÉ P.	Filtres d'aiguillage hyperfréquence	189	Mars.
MARQUET M.	Cibles à hydrogène liquide	612	Juin.
MARTIN A.V.J.	Note sur la réduction de la quantité d'information contenue dans une image de télévision	686	Juil.-Août.
MARTIN J.	Chaîne de calcul analogique destinée à la commande du maître-oscillateur de Saturne	530	Juin.
MERCIER J.	Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor du type drift	869	Novembre.
	Influence de la technologie et de la diffusion sur les caractéristiques d'un transistor du type drift (*suite et fin*)	897	Décembre.
METIVIER R.	Modulation en amplitude à l'aide d'un klystron-reflex de l'énergie hyperfréquence transmise sur un guide d'onde	250	Mars.
MEYER J.	Chambre à bulles à hydrogène de 3 litres	615	Juin.

MICAELIAN A.	Isolateurs coaxiaux et en guide d'onde basés sur le principe de la résonance transversale dans les ferrites	222	Mars.
MICHELET P.	Application des procédés de photogravure au dépôt de contacts métalliques sur les semi-conducteurs	858	Novembre.
MICLO R.	Antiparasitage des machines électriques de petite puissance	138	Février.
MONTGAILLARD J.	L'utilisation de la céramique dans la fabrication des tubes électroniques et répercussions sur les conditions actuelles d'emploi	103	Février.
MORGENTHALER F.R.	Nouveaux développements dans les applications en hyperfréquence de matériaux ferro-magnétiques et ferro-électriques	241	Mars.
NADEAU M.	Les réémetteurs de télévision de la Compagnie Française Thomson-Houston, 300 milliwatts (TH-T 669) et 3 watts (TH-T 670)	368	Mai.
NEPOMIASTCHY A.	Matériel professionnel de télévision en couleurs utilisant l'analyse trichrome simultanée	680	Juil.-Août.
NEYRET G.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne	463	Juin.
NGUYEN THIEN-CHI	Les condensateurs électrolytiques au tantale à électrolyte solide	125	Février.
NICOLO R.G.	Etude théorique et fonctionnement physique d'un intégrateur logarithmique	816	Octobre.
OGER P.	Description et particularités techniques des équipements de faisceau hertzien type FH 625	281	Avril.
	Liaison de surveillance destinée à l'exploitation des faisceaux hertziens à grande capacité	309	Avril.
PALLUEL P.	Klystrons de puissance élevée en impulsions utilisant une grande pervéance	109	Février.
PARAIN J.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude et contrôle magnétiques du synchrotron Saturne	463	Juin.
PENET F.	Les murs de protection du synchrotron Saturne	588	Juin.
PIERROT A.	Circuit magnétique en ferrite pour la cavité du synchrotron	556	Juin.
PREVOT F.	La chambre à vide du synchrotron de Saclay	512	Juin.
PRUGNE P.	Cibles à hydrogène liquide	612	Juin
	Programme de construction de chambres à bulles à hydrcgène du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie	623	Juin.
RASTOIX G.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin.
	Déclenchement magnétique de l'intégrateur de Saturne	526	Juin.
	Le cadencement de Saturne	575	Juin.
RICATEAU P.	Alimentation de l'électro-aimant de Saturne	479	Juin.
ROGOZINSKI A.	Une chambre à bulles à propane de 16 litres	617	Juin.
ROMAIN M.Y.	La détection du faisceau de Saturne	582	Juin.
ROMMEL G.	La détection du faisceau de Saturne	582	Juin.
SALVAT M.	Conception de l'aimant de Saturne	445	Juin.
	Etude de l'injection dans Saturne	492	Juin
	Système optique guidant le faisceau du Van de Graaff dans la chambre du synchrotron	505	Juin.
SANTOS	De la télévision en noir et blanc à la télévision en couleurs	823	Octobre.
SCHOEN R.	La maître-oscillateur de Saturne	537	Juin.
SEGALAS R.	Commandes et contrôles de Saturne	568	Juin.
	Le cadencement de Saturne	575	Juin.
SIDÉRIADES L.	Influence du courant de grille sur les oscillations d'une triode	810	Octobre.
SIDWEL J.M.	Ferrites pour isolateurs à résonance dans la bande des 1700/2300 Mc/s	233	Mars.
SIVIRINE M.	La Télévision sous-marine	742	Septembre.
SOFFER J.	L'équipement de télévision médicale en couleurs	665	Juil.-Août.
STICKEL P.	Les murs de protection du synchrotron Saturne	588	Juin.
	Les alimentations en courant continu et en eau de réfrigération des aimants d'expérimentation et des bobines des grands appareils de physique	608	Juin.
STIRLING A.	Contrôle des radiations auprès de l'accélérateur Saturne	591	Juin.
TAILLET J.	Les appareils de mesures magnétiques utilisés pendant la construction du synchrotron de Saclay	473	Juin.
	Le dispositif accélérateur de Saturne	523	Juin.
	La cavité accélératrice de Saturne	543	Juin.
TAILLEUR M.A.	Convertisseur continu-continu régulé à transistors	795	Octobre.
TASSO J. .	Problèmes pratiques relatifs à l'insertion de signaux types dans l'effacement vertical en télévision	374	Mai.
THEVENET B.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.
THUÉ M.	Les textes du C.C.I.R. concernant les faisceaux hertziens	939	Décembre.
TOUTAIN F.	Fabrication industrielle de dispositifs semi-conducteurs	61	Février.
TSAI B.	Electro-aimants pour l'utilisation de Saturne	605	Juin.
VALLADAS G.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.
VAN ROSSUM L.	Equipement du Groupe d'Electronique du Service de Physique Corpusculaire à Haute Energie du C.E.N. de Saclay	626	Juin.
VAREINE J.	Application des procédés de photogravure au dépôt de contact métalliques sur les semi-conducteurs	858	Novembre.
VASSILIEV A.	Contribution à l'étude des ferrites pour leur emploi en U.H.F.	207	Mars.
VASSY E.	L'émission radioélectrique des satellites artificiels. Applications à la connaissance de l'ionosphère	647	Juil.-Août.
	Mesures sur l'effet Doppler-Fizeau des satellites artificiels	934	Décembre.
VAUTIER R.	Ferrites à faibles pertes en hyperfréquence	202	Mars.
VIENET R.	L'injecteur de Saturne	487	Juin.
VIGNERON B.	Blocs fonctionnels à transistors	88	Février.
VINARD R.	Fondation du synchrotron Saturne à Saclay	596	Juin.
VOVELLE P.	Perfectionnement aux oscillateurs à quartz de haute stabilité	385	Mai.
WERNER J. F.	Ferrites pour isolateurs à résonance dans la bande des 1700/2300 Mc/s	233	Mars.
YEOU-TA M.	Carcinotrons du type 0 fonctionnant sur une longueur d'Onde de 2 mm	789	Octobre.
ZLATEV P.	La méthode des nombres combinatifs dans l'étude du champ électromagnétique	908	Décembre.

III. ANALYSES BIBLIOGRAPHIQUES

Les rubriques auxquelles on se réfère sont les mêmes que pour les articles (voir p. 851)

TITRES ET AUTEURS DES OUVRAGES ANALYSÉS	PAGE	MOIS
1. — Acoustique et basses fréquences		
Audio Measurements. — NORMAN H. CROWHURST	149	Février.
Stéréophonie. — H. BURSTEIN	827	Octobre.
4. — Electronique appliquée : calculateurs électroniques, électronique industrielle		
Actes du Congrès International de l'Automatique (Paris juin 1956)	761	Septembre.
Automatisation industrielle. — W. HORNAUER	891	Novembre.
Calculateurs analogiques répétitifs. — RAJKO TOMOVIC	148	Février.
Calculateurs numériques, éléments et circuits. — R.K. RICHARDS	891	Novembre.
Calculatrices numériques automatiques. — M.V. WILKES	891	Novembre.
Electronique générale. — A. BLANC-LAPIERRE, G. GOUDET et P. LAPOSTOLLE	639	Juin.
La commande électromagnétique et électronique des machines-outils. — A. FOUILLE, J. CANUEL et A. PEUTEMAN	761	Septembre.
Machines à calculer électroniques arithmétiques et analogiques. — M. PELEGRIN	766	Octobre
Pratique de la mesure et du contrôle dans l'industrie. — J. BURTON	761	Septembre.
Technique des ultra-sons. — Applications à basse et haute puissances. — A.E. CRAWFORD	891	Novembre.
5. — Electronique nucléaire. — Applications de l'énergie atomique		
Détecteurs de particules (compteurs et scintillateurs). — D. BLANC	760	Septembre.
Dictionnaire de Science et de Technologie nucléaires. — W.E. CLASON	149	Février.
Evacuation et récupération de la chaleur des réacteurs nucléaires. — R. ALAMI et P. AGERON	149	Février.
6. — Equipements et systèmes de télécommunication et de radiodiffusion		
La modulation de fréquence — Théorie — Application aux faisceaux hertziens. — J. FAGOT et Ph. MAGNE	760	Septembre.
8. — Mesures et appareillages de mesures		
Instruments électroniques de mesures. — E.H.W. BANNER	148	Février.
La mesure précise du temps en fonction des exigences nouvelles de la science. — B. DECAUX	417	Mai.
Mesures en radiotechnique. — E. ROMY	147	Février.
10. — Radio-astronomie. — Radioélectricité naturelle. — Géophysique		
Cours de Radio-électricité, Tome II (haute fréquence). — G. THALMANN	641	Juin.
Radioélectricité générale. — H.M. VEAUX	766	Octobre.
Radiorécepteurs à piles et à alimentation mixte. — W. SOROKINE	162	Mars.
Paris Symposium on Radio Astronomy	766	Octobre.
11. — Rayonnement électromagnétique. — Aériens. — Lignes de transmission		
Courants alternatifs, ondes hertziennes. — P. FLEURY et J.P. MATHIEU	148	Février.
Les Ondes centimétriques. — G. RAOULT	146	Février.
Les transmissions radioélectriques par ondes ultra-courtes. — V.A. SMIRNOV	146	Février.
Lignes de transmission et filtres pour très hautes fréquences. — L. LIOT	640	Juin.
Recherches sur les guides d'ondes à disques et les guides en hélice. — BENGT T. HENOCH	418	Mai.
12. — Semi-Conducteurs. — Diodes. — Transistors		
Les semiconducteurs électroniques. — Dr. E. SPENKE	890	Novembre.
13. — Télévision		
Aide-Mémoire Dunod. Radiotechnique et télévision. — H. ABERDAM	150	Février.
Les récepteurs de télévision (tome I). — W.T. COCKING	891	Novembre.
14. — Tubes à vide		
Les tubes aux hyperfréquences. — J. VOGE	639	Juin.

15. — **Divers**

Aide Mémoire Dunod — Electronique. — H. ABERDAM	641	Juin.
Analyse des systèmes linéaires. — David K. CHENG	760	Septembre.
Analyse de variance et plans d'expériences. — D. DUGUE et M. GIRAULT	640	Juin.
Atome et Industrie — Atome et Droit	150	Février.
Circuits à relais et automatismes à séquences. — P. NASLIN	148	Février.
Colloques Internationaux du C.R.N.S. LXXXVI — sur la résonance magnétique (Paris, Juillet 1958)	162	Mars.
Cours élémentaire de mathématiques supérieures (tome III). — J. QUINET	766	Octobre.
(Tome V). — J. QUINET	827	Octobre.
Décharges électriques dans les gaz. — F.M. PENNING	147	Février.
Electronique générale. — A. BLANC-LAPIERRE, G. GOUDET et P. LAPOSTOLLE	639	Juin.
Electrotechnique à l'usage des ingénieurs (tome I). — A. FOUILLE	640	Juin.
Elementare Informations Theorie. — H. ZEMANEK	416	Mai.
Exercices de calcul opérationnel avec leurs solutions. — M. DENIS-PAPIN, A. KAUFMANN et R. FAURE	418	Mai.
Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales (tome II). — L. ROBIN	162	Mars.
Groupes finis de symétrie et recherche de solutions de l'équation de Schrodinger. — L. MARIOT	890	Novembre.
Guide technique de l'électronique professionnelle (2e édition)	641	Juin.
Initiation aux processus aléatoires. — M. GIRAULT	761	Septembre.
Introduction à la théorie des gaz ionisés. — J.E. DELCROIX	147	Février.
La localisation des valeurs caractéristiques des matrices et ses applications. — Maurice PARODI	639	Juin.
La mesure précise du temps en fonction des exigences nouvelles de la science. — B. DECAUX	417	Mai.
L'automatique des informations. — F.H. RAYMOND	417	Mai.
Les organes des systèmes asservis. — M. PELLEGRIN, J.C. GILLE et P. DECAULNE	640	Juin.
Les principes de la théorie électromagnétique et de la relativité. — M.A. TONNELAT	417	Mai.
Manuel de base de l'ingénieur (tome I — Mathématiques-Mécanique). S.H. : son TIDESTROM	891	Novembre.
Méthodes numériques — Interpolation — Dérivées. — J. KUNTZMANN	640	Juin.
Métrologie appliquée. — Denis PAPIN, J. VALLOT et A. FOUILLE	827	Octobre.
Notions sur les circuits d'impulsion. — J.M. FARLEY	761	Septembre.
Physique des gaz complètement ionisés. — L. SPITZER	147	Février.
Précis d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs. — B.L. BOODLET	149	Février.
Probabilité et information. — A.M. YAGLOM et I.M. YAGLOM	890	Novembre.
Processus aléatoires et systèmes asservis. — J.H. LANING et R.H. BATTIN	890	Novembre.
Technique des ultra-sons. — Applications à basse et haute puissances. — A.E. CRAWFORD	891	Novembre.
Théorie et calcul des asservissements. — C. GILLE, P. DECAULNE et M. PELGRIN	147	Février.
Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs. — J. QUINET	149	Février.
Théories des graphes et ses applications. — C. BERGE	640	Juin.
Vues sur l'automatisme	148	Février.

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon. — Dépot légal : 4e trimestre 1959. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. 20. — La gérante : Mme Chiron.

Le meilleur cours pour l'étudiant, mais aussi le meilleur memento pour l'ingénieur :

ONDES CENTIMÉTRIQUES

LIGNES - CIRCUITS - ANTENNES

G. GOUDET et **P. CHAVANCE**

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Directeur du Laboratoire Central des Télécommunications

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique
Chef du Service « Câbles Hertziens » à la C.F.T.H

Un ouvrage de 422 pages 15 × 24 cm., 274 figures avec de nombreuses photographies

Prix : 52 NF, Port : 1,50 NF

Les ondes centimétriques déjà connues mais à peine exploitées avant 1939 ont pris maintenant une importance considérable dans le domaine du *RADAR* où elles permettent d'obtenir des faisceaux très étroits et dans celui des *TÉLÉCOMMUNICATIONS* où l'on exploite aussi leur aptitude à transporter des signaux couvrant une très large bande de fréquences. Elles sont utilisées en particulier dans les *CABLES HERTZIENS* qui commencent à couvrir notre territoire pour transporter les signaux de *TÉLÉVISION* et de *TÉLÉPHONIE-MULTIPLEX*. Enfin elles jouent un rôle important en physique par leur emploi dans les *ACCÉLÉRATEURS LINÉAIRES DE PARTICULES* et dans les études sur la constitution de la matière.

Leur technique est susceptible de dérouter les radioélectriciens habitués aux ondes plus longues. Non seulement les tubes électroniques utilisés sont des tubes spéciaux mais les éléments passifs ont un aspect particulier. Cette remarque est valable aussi bien au point de vue théorique qu'au point de vue pratique.

Dans le présent ouvrage les auteurs se sont efforcés de donner aux lecteurs pourvus de connaissances générales d'électricité, tout le bagage nécessaire pour avoir une pleine compréhension des *LIGNES, CIRCUITS ET ANTENNES* utilisés dans la gamme des ondes centimétriques. Le texte se trouve ainsi divisé naturellement en trois parties.

Dans la première de celles-ci, consacrée surtout aux lignes à un seul conducteur, ou *GUIDES D'ONDES*, on examine d'abord les propriétés du guide rectangulaire, le plus usuel, puis on étudie les ondes électromagnétiques, indépendamment des dispositifs destinés à les guider. Ceci permet de faire ressortir des propriétés générales qui constituent le lien logique entre des réalisations en apparence très différentes, du classique tuyau métallique au fil recouvert d'une couche isolante qui guide à son extérieur les ondes récemment découvertes par Goubau.

Dans la seconde partie, on expose la théorie des *DIPOLES, QUADRIPOLES ET MULTIPOLES* dans un langage approprié à la gamme des ondes centimétriques. Cette connaissance est indispensable car tout équipement comporte des coudes, des embranchements, des entrées ou des sorties multiples. Les *CAVITÉS RÉSONNANTES* y sont également traitées.

La troisième partie enfin, consacrée aux *ANTENNES*, comporte un exposé des théorèmes généraux sur le rayonnement nécessaire, puis une description des principaux types d'antennes qui ont été effectivement réalisées.

Dans tous les cas on s'est efforcé d'aller vers le concret mais on a voulu auparavant établir avec précision les propriétés générales qui constituent un guide indispensable.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e -- C. C. P. PARIS 53-35